

Digitale Simulation frequenzmodulierter Nachrichtenübertragungssysteme

**Berechnung und Minimierung der Intermodulationsverzerrungen
in frequenzmodulierten Richtfunkssystemen durch
digitale Simulation**

von

Frank M. Johannes

Erlangen 1973



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41548408_0074

Digitale Simulation frequenzmodulierter Nachrichtenübertragungssysteme

**Berechnung und Minimierung der Intermodulationsverzerrungen
in frequenzmodulierten Richtfunksystemen durch
digitale Simulation**

Der Technischen Fakultät
der Universität Erlangen-Nürnberg
zur Erlangung des Grades
DOKTOR - INGENIEUR

vorgelegt
von

Frank M. Johannes

Erlangen 1973

Digitale Simulation Repetiermodulator
Nachrichtenspeichersysteme
Entwurf der Schaltung der Nachrichtenspeichersysteme
in Repetiermodulator-Systemen nach
dem Prinzip der



Der Fakultät
der Universität Erlangen-Nürnberg
zur Erlangung des Grades
DOKTOR-INGENIEUR

Als Dissertation genehmigt von der
Technischen Fakultät
der Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der Einreichung:	23. Januar 1973
Tag der Promotion:	2. Juli 1973
Dekan:	Prof. Dr. rer. nat. G. Meinardus
Berichterstatter:	Prof. Dr.-Ing. W. Schüller
	Prof. Dr.-Ing. H. Brand

Erlangen 1973

Herrn Professor Dr.-Ing. W. Schußler gilt mein besonderer Dank für die Anregung zu dieser Arbeit, für seine Gesprächsbereitschaft und seine wertvollen Ratschläge.

Herrn Professor Dr.-Ing. H. Brand danke ich für sein großes Interesse an der Arbeit.

Die numerischen Berechnungen wurden auf der von der Deutschen Forschungsgemeinschaft zur Verfügung gestellten Datenverarbeitungsanlage CD 3300 durchgeführt.

INHALT

	Seite
1. <u>Einführung</u>	1
2. <u>Grundlagen und Aufgabenstellung</u>	2
2.1 Die zu Übertragenden Signale	2
2.1.1 Eigenschaften des Fernsprechssignals	2
2.1.2 Eigenschaften des Multiplexsignals	3
2.1.3 Das äquivalente Rauschsignal	7
2.1.4 Digitale Simulation des zu Übertragenden Signals	10
2.2 Das Übertragungsverfahren	16
2.2.1 Winkelmodulation bei sinusförmigem Signal	17
2.2.2 Winkelmodulation bei breitbandigem Signal	21
2.2.3 Blockschaltbild eines frequenzmodulierten Übertragungssystems	25
2.3 Fehlerquellen bei frequenzmodulierter Übertragung	27
2.3.1 Einfluß linearer Verzerrungen auf dem Übertragungsweg	29
2.3.2 Rauschstörungen und Maßnahmen zu ihrer Reduzierung	31
2.4 Abschließende Bemerkungen	35
3. <u>Die wichtigsten bekannten Lösungswege</u>	36
3.1 Analytische Verfahren	36
3.2 Simulationsverfahren	42
3.2.1 Messung der Wirkung linearer Verzerrungen	43
3.2.2 Digitale Simulation des Meßverfahrens	44
3.2.3 Ein hybrides Simulationsverfahren	45
3.2.4 Simulation im Zeitbereich	49
3.2.5 Simulation im Frequenzbereich	50

	Seite
4. <u>Simulation mittels diskreter Fourier-</u>	
<u>Transformation</u>	52
4.1 Der Ablauf des Simulationsverfahrens	56
4.2 Die Bausteine des Simulationsprogramms	59
4.2.1 Einige grundlegende Zusammenhänge	59
4.2.2 Signal-Generator	62
4.2.3 Frequenzmodulator	63
4.2.4 Filter	65
4.2.5 Frequenzdemodulator	68
4.2.6 Pre- und Deemphase	71
4.3 Verifizierung	71
4.3.1 Filterung eines frequenzmodulierten Signals	
durch einen Bandpaß	72
4.3.2 Verzerrung eines mit Rauschen frequenzmodu-	
lierten Signals durch ein einzelnes Echo	77
4.3.3 Störung eines frequenzmodulierten Signals	
durch weißes Rauschen	79
4.4 Programmierung	85
4.5 Genauigkeit, Speicherbedarf und	
Rechenzeitaufwand	87
4.6 Abschließende Bemerkungen	93
5. <u>Anwendungen</u>	95
5.1 Ideale Bandbegrenzung eines sinusförmig	
frequenzmodulierten Signals	95
5.2 Simulation eines FM300-Richtfunksystems	98
5.2.1 Aufgabenstellung	102
5.2.2 Laufzeit-Entzerrung durch Allpässe	103
5.2.3 Optimierung eines Zwischenfrequenz-Filters	106
5.3 Bandbreite-Bedarf eines Frequenzmultiplex-	
Frequenzmodulationssignals	110
6. <u>Zusammenfassung</u>	114
<u>Literatur</u>	115
<u>Die wichtigsten verwendeten Symbole</u>	123

1. Einführung

In den letzten Jahren hat der Anteil drahtloser Nachrichten-Übertragung im Weitverkehrs- und im internationalen Fernsprechnetz stark zugenommen. Sowohl bei Richtfunk- als auch bei Satellitenverbindungen wurden die Nachrichten in den meisten Fällen der Momentanfrequenz einer sinusförmigen Trägerschwingung aufmoduliert.

Da die modulierenden Signale aus Bündeln von Ferngesprächen bestehen, haben sie infolge der Zufälligkeit der zusammengefaßten Sprechkreise und der Sprachsignale selbst rauschähnliche Eigenschaften. Es hat sich als aufwendig erwiesen, das zugehörige frequenzmodulierte Signal zu berechnen. Insbesondere ist es bisher nicht gelungen, aus dem auf dem Übertragungsweg linear verzerrten frequenzmodulierten Signal das nach der Demodulation auftretende nichtlinear verzerrte Nutzsignal genau genug zu bestimmen. Die günstige Einstellung der installierten Systeme beruhte daher zu einem wesentlichen Teil auf Erfahrung.

In der vorliegenden Arbeit wird ein neues Verfahren vorgeschlagen, das durch Simulation des Übertragungssystems auf dem Digitalrechner eine genaue Berechnung der Eigenschaften eines Nachrichtenübertragungssystems bezüglich weitgehend beliebiger Verzerrungsursachen erlaubt. Die geringen Rechenzeiten des entwickelten Simulationsprogramms ermöglichen die Optimierung von Systemparametern.

2. Grundlagen und Aufgabenstellung

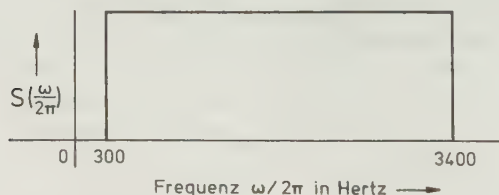
2.1 Die zu übertragenden Signale

Dieser Abschnitt enthält eine Zusammenfassung wichtiger Eigenschaften der Signale, die von den in Abschnitt 2.2 behandelten Übertragungssystemen verarbeitet werden müssen. Eine umfassende Beschreibung dieser Signale findet sich in /1/.

2.1.1 Eigenschaften des Fernsprechsignals

Das öffentliche Fernsprechnetz ist in erster Linie für die Übertragung von Sprachsignalen ausgelegt, die man aus wirtschaftlichen Gründen auf Frequenzen von 300 bis 3400 Hertz, also auf eine Bandbreite von 3100 Hertz begrenzt. Diese Frequenzband-Beschränkung beeinträchtigt die Verständlichkeit der Sprache kaum /2/.

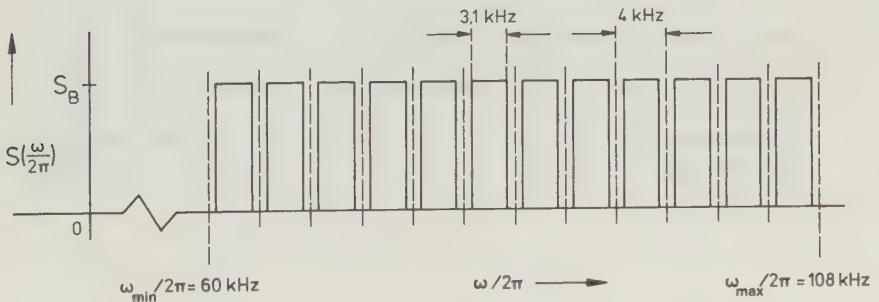
Die ungleichförmige spektrale Verteilung der Amplitudendichte $S(\omega/2\pi)$ der menschlichen Sprache und der nicht ideale Frequenzgang der Kohlemikrophone gehen in die weiteren Untersuchungen nicht ein und werden deshalb in der Darstellung als konstant angenommen.



Laufzeitverzerrungen beeinflussen die Verständlichkeit der Sprache kaum; sie werden daher im folgenden nicht berücksichtigt. Auch nichtlineare Verzerrungen innerhalb des Sprachbandes haben praktisch keinen Einfluß. Bezüglich der Übertragung eines einzelnen Fernsprechkkanals werden daher nur Anforderungen an die Konstanz des Amplitudenganges gestellt.

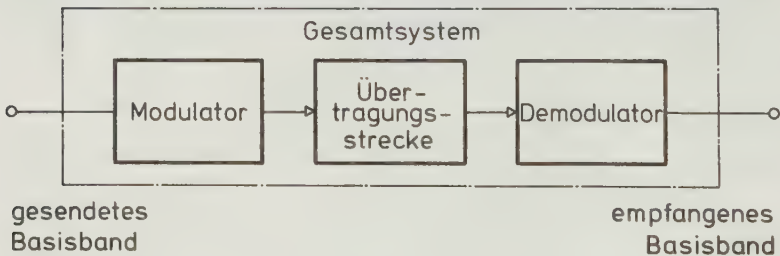
2.1.2 Eigenschaften des Multiplexsignals

Um die Kosten für die Übertragung des einzelnen Sprachsignals zu senken, ist man bemüht, die zwischen zwei Orten bestehenden Sprechkreise zu möglichst großen Bündeln zusammenzufassen und gemeinsam zu übertragen. Bei der Wahl des Bündelungsverfahrens muß auf größtmögliche Frequenzbandökonomie, auf eine bequeme Möglichkeit zum Zusammenfassen und Trennen von Teilbündeln und auf ausreichende Vermeidung von Nebensprechen geachtet werden. Die ersten beiden Forderungen werden auch in Winkelmodulations-Richtfunksystemen durch Frequenzmultiplex-Bündelung erfüllt. Da die zu übertragenden Sprachsignale - wie schon erwähnt - unempfindlich gegen Phasenverzerrung sind, wird zum Aufbau des Frequenzmultiplexsignals Einseitenbandmodulation mit vollständig unterdrücktem Träger am häufigsten angewandt. Das Spektrum eines Bündels aus 12 Sprachkanälen, der sogenannten Grundgruppe, hat schematisch folgendes Aussehen:



Die einzelnen Sprachkanäle mit einer Breite von 3,1 kHz und der mittleren Amplitudendichte S_B liegen frequenzmäßig nebeneinander, und zwar mit einem Kanalabstand von 4 kHz. Die Lücken von 900 Hz zwischen den Sprachsignalspektren sind für die Selektion der einzelnen Kanäle wegen der endlichen Flankensteilheit der Filter erforderlich. Bündel mit größeren Kanalzahlen werden in mehreren Schritten aus Grundgruppen aufgebaut. Das ist Aufgabe der Richtfunk-Zubringertechnik, die nicht Thema dieser Arbeit ist.

Die Eigenschaften der in der Richtfunktechnik verwendeten Frequenzmultiplexsignale sind international genormt und auszugsweise in Tabelle 2.1 wiedergegeben /1, 17, 28/. Diese Signale bilden die Nachrichtenquellen für die Richtfunksysteme und werden als Basisbänder bezeichnet. Die in der Tabelle 2.1 neben der Kanalzahl und den Basisband-Grenzfrequenzen enthaltenen Werte der Basisband-Leistungen und spektralen Eigenschaften der zugehörigen winkelmodulierten Signale sind in den Abschnitten 2.1.3 und 2.2.2 definiert. Ein Richtfunksystem hat damit folgende Struktur:



Aus der genannten dritten Forderung nach Vermeiden von Nebensprechen ergeben sich sehr starke Anforderungen an die Linearität des Gesamtsystems. Wie später gezeigt wird, führen lineare Verzerrungen auf dem Übertragungsweg zu nichtlinearen Verzerrungen des empfangenen Basisbandes. Deshalb müssen für die Bausteine eines idealen Winkelmodulations-Übertragungssystems insbesondere folgende Eigenschaften gefordert werden:

- lineare Modulator-Kennlinie
- keine linearen Verzerrungen der Übertragungsstrecke
- lineare Demodulator-Kennlinie

Das Richtfunknetz wird außer zum Übertragen von Sprache auch zur Übermittlung von Daten, Ton- und Fernsehrundfunk verwendet, bei denen für verzerrungsarme Übertragung ähnliche Forderungen gestellt werden müssen wie bei Sprach-Multiplexsignalen. Die Daten- und Rundfunksignale werden deshalb durch verschiedene Verfahren /1/ so umgeformt, daß sie bei Erfüllen der ihnen spezifischen Qualitätsforderungen wie Sprach-Multiplexsignale behandelt werden können und ersetzen dann mehrere Sprachkanäle. Im folgenden braucht deshalb nur auf die Eigenschaften von Bündeln aus Sprachsignalen eingegangen zu werden.

Kanal- zahl	Basisband			moduliertes Signal					CARSON- Band- breite B C MHz
	Grenzfrequenz		konven- tionelle Belastung dBm	äquiv. Spitzen- leistung dBm	eff. Kanal- hub Δf_{eff} kHz	eff. Summen- hub ΔF_{eff} kHz	Spitzen- hub ΔF_s kHz	Hubver- hältnis $\frac{2\pi \cdot \Delta F_s}{\omega_{max}}$	
	untere $\frac{\omega_{min}}{2\pi}$ kHz	obere $\frac{\omega_{max}}{2\pi}$ kHz							
K									
12	12	60	3.3	18.5	35	51	430	7.2	1.0
24	12	108	4.5	19.5	35	58	480	4.5	1.2
60	12	256	6.1	20.8	50	100	770	2.6	2.0
120	12	552	7.3	21.2	200	232	1620	3.0	4.4
300	60	1300	9.8	23.0	200	618	4000	3.1	10.6
600	60	2540	12.8	25.0	200	875	5000	1.9	15.0
960	60	4028	14.8	27.0	200	1100	6300	1.5	20.6
1260	60	5636	16.0	28.0	140	880	5000	0.89	21.2
1800	312	8204	17.5	30.0	140	1060	6300	0.77	29.0
2700	312	12388	19.3	32.0	140	1300	8000	0.65	40.8

Tabelle 2.1: Wichtige Kennwerte einiger winkelmulierter Richtfunksysteme

2.1.3 Das äquivalente Rauschsignal

Es liegt nahe, das Basisband für Meß- und Simulationszwecke durch ein äquivalentes weißes Rauschspektrum zu ersetzen, dessen Bandbreite der des Basisbandes entspricht. Wie ein solches Modellsignal beschaffen sein muß, wird in diesem Abschnitt genauer betrachtet.

An das Modellsignal wird die Forderung gestellt, daß es sich bezüglich der durch das Übertragungssystem erzeugten Verzerrungen ebenso verhält wie das Multiplexsignal. Beide Signale müssen gleiche mittlere Leistungen und dazu gleiche statistische Eigenschaften haben. Zur Festlegung der Kenngrößen des Modellsignals müssen die Eigenschaften der Fernsprechsingnale und der aus ihnen gebildeten Multiplexsignale bekannt sein.

Zunächst sei der Begriff des Volumens V eingeführt. Es ist definiert als absoluter Pegel der über ein Zeitintervall T von einigen Sekunden gemittelten Momentanleistung $s^2(t)$ eines Signals:

$$V = 10 \cdot \lg \frac{\frac{1}{T} \int_0^T s^2(\tau) d\tau}{1 \text{ mW}}, \quad [V] = \text{dBm}$$

Da die Sprechkreise von verschieden laut sprechenden Teilnehmern gespeist werden, die Sendebezugsdämpfungen der Teilnehmeranschlüsse unterschiedlich sind und die Zusammenfassung von Sprechkreisen zu einem Multiplexsignal zufallsbedingt ist, muß zur Festlegung der Aussteuerungsgrenzen eines Übertragungssystems die Wahrscheinlichkeitsverteilung für das Auftreten bestimmter Leistungspegel im Einzelkanal bekannt sein. Dazu wurden von HOLBROOK/DIXON /3/ Leistungsmessungen

an einem Ensemble aktiver Sprechkreise durchgeführt. Sie ergaben eine Gauß-Verteilung der Volumen mit einem Mittelwert von -15 dBm, entsprechend $32 \mu\text{W}$ und einer Streuung von 5,8 dBm. Diese Werte wurden vom CCITT genormt und dienen als Grundlage für alle Untersuchungen an Fernsprechsyste men.

Das Basisband könnte also leistungsmäßig durch ein äquivalentes Rauschspektrum mit der konstanten Leistungsdichte von $32 \mu\text{W}/4 \text{ kHz}$ und der Bandbreite des Basisbandes ersetzt werden. Ein solches Modellsignal wäre jedoch in seinen statistischen Eigenschaften dem Basisband bei kleinen Kanalzahlen nicht äquivalent, und zwar aus folgenden Gründen:

- Die Momentanwerte der Sprachsignale eines einzelnen Kanals sind nicht gaußverteilt, sondern enthalten häufiger hohe Spitzen als weißes Rauschen.
- Die Verteilung der Volumen streut wie erwähnt sehr stark.
- Die Zahl der aktiven Kanäle in einem Multiplexsignal ist nicht konstant, sondern schwankt ständig.

Das bedeutet, daß die Momentanwerte des Multiplexsignals stärker schwanken als die eines weißen Rauschsignals gleicher mittlerer Leistung. Erst wenn mehr als 240 Sprechkreise gebündelt werden, wird die Verteilung der Momentanwerte gaußförmig und darf die Leistung des äquivalenten Rauschsignals durch Addieren der Leistungen der Einzelkanäle berechnet werden. Um auch bei kleineren Kanalzahlen das weiße Rauschsignal anwenden zu können, berücksichtigt man dessen zu geringe Streuung der Momentanwerte durch eine Anhebung der mittleren Leistung. Das CCITT hat dementsprechend in Abhängigkeit von der Kanalzahl K folgende absolute Pegel als konventionelle Belastung $p(K)$ eines mit einem äquivalenten

weißen Rauschsignal modulierten Mehrkanal-Übertragungssystems definiert /1/:

$$p(K) = \begin{cases} (-1 + 4 \cdot \lg K) & \text{für } 12 \leq K < 240 \\ (-15 + 10 \cdot \lg K) & \text{für } 240 \leq K \end{cases} \quad (2.1)$$
$$[p] = \text{dBm}$$

Für Kanalzahlen $K < 12$ wurden keine Pegel definiert, da sich bei derart geringen Kanalzahlen zu große statistische Unterschiede zwischen Multiplexsignal und dem Modellsignal ergeben. In der Formel für $240 \leq K$ wurde berücksichtigt, daß sich die Leistung des Multiplexsignals aus der Summe der Leistungen der einzelnen Kanäle ergibt; bei einer Verzehnfachung der Kanalzahl K steigt die Leistung um 10 dB, also um einen Faktor 10 an. Die Pegelwerte für die konventionelle Belastung einiger genormter Richtfunksysteme sind in Tabelle 2.1 enthalten. Sie entsprechen gemäß den schon zitierten Messungen /3/ einem Volumen des Multiplexsignals, das nur während 1% der Hauptverkehrsstunde überschritten wird.

Für spätere Rechnungen wird die äquivalente Spitzenleistung in einem Mehrkanalsystem benötigt. Sie ist definiert als Leistung einer Sinusschwingung, deren Amplitude gleich dem Spitzenwert des Multiplexsignals ist. Aus den zitierten Messungen /3/ ergeben sich äquivalente Spitzenleistungen zwischen

15 dB bei kleinen Kanalzahlen und
12 dB bei großen Kanalzahlen

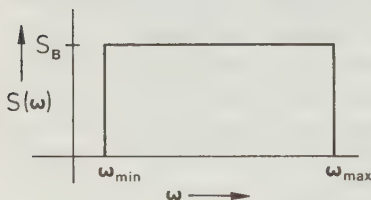
über der konventionellen Rauschbelastung. Sie sind in Tabelle 2.1 enthalten. Die Amplitude der so definierten äquivalenten Sinusschwingung wird von einem Rauschsignal der konventionellen Belastung mit einer Wahrscheinlichkeit von 10^{-5} überschritten.

2.1.4 Digitale Simulation des zu Übertragenden Signals

Das im letzten Abschnitt beschriebene kontinuierliche Modell-signal ist für eine Simulation am Digitalrechner nicht geeignet. Wie in mehreren Arbeiten berichtet wurde /4, 5, 6, 7/, ist es möglich, die Eigenschaften des genormten äquivalenten Rauschsignals durch ein Ensemble von M Linienspektren aus je L Linien zu simulieren. Die Frequenzen der einzelnen Spektrallinien sind ganzzahlige Vielfache einer Grundfrequenz $\omega_a/2\pi$. Die Amplituden α_λ aller Linien sind gleich und entsprechen den vom CCITT genormten äquivalenten Belastungen. Die statistischen Eigenschaften dieses periodischen Modell-signals werden durch zufällige Wahl der Phasenwinkel $\varphi_{\lambda\mu}$ der einzelnen Spektrallinien erzeugt. Das Spektrum des Modell-signals selbst berechnet sich als Mittelwert der M Linienspektren des Ensembles.

Analytisch ergibt sich folgende Gegenüberstellung der beiden Modellsignale:

äquivalentes Rauschsignal

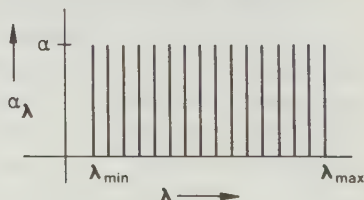


$$s(t) = \mathcal{F}^{-1}\{S(\omega)\}$$

$$= \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} S(\omega) \cdot \exp(j\omega t) d\omega$$

wobei $S(\omega) = S_B = \text{konst}_\omega$

periodisches Modellsignal



$$s(t) = \frac{1}{M} \sum_{\mu=1}^M s_\mu(t)$$

mit

$$s_\mu(t) = \sum_{\lambda=\lambda_{\min}}^{\lambda_{\max}} \alpha_\lambda \cdot \cos(\lambda \omega_a t + \varphi_{\lambda\mu})$$

$$\text{wobei } L = \lambda_{\max} - \lambda_{\min} + 1$$

$$\omega_{\min} = \lambda_{\min} \cdot \omega_a$$

$$\omega_{\max} = \lambda_{\max} \cdot \omega_a$$

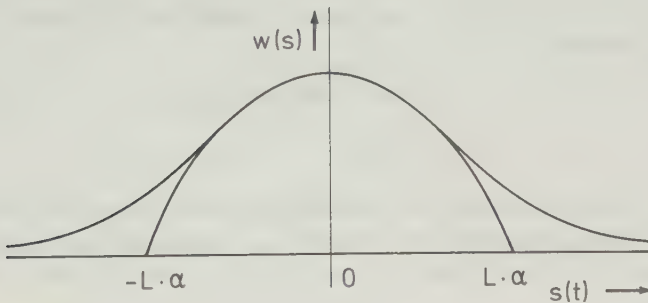
$$\alpha_{\lambda} = \alpha = \text{konst}_{\lambda}$$

$$0 \leq \varphi_{\lambda\mu} < 2\pi$$

Da nach Tabelle 2.1 bei allen genormten Basisbändern $\omega_{\min}/\omega_{\max} \ll 1$ gilt, kann für die Simulation $\lambda_{\min} = 1$ angenommen werden. Das einzelne periodische Signal erhält die Form

$$s_{\mu}(t) = \sum_{\lambda=1}^L \alpha \cdot \cos(\lambda \omega_a t + \varphi_{\lambda\mu}) \quad (2.2)$$

Ein so definiertes Signal kann schon deshalb keine Normalverteilung aufweisen, weil der mögliche Maximalwert auf $L \cdot \alpha$ begrenzt ist.



Eine mathematische Analyse von Signalen mit Linienspektren der angegebenen Art wurde in /8, 9, 10/ veröffentlicht. Es zeigt sich, daß das äquivalente Rauschsignal durch ein Modellsignal nach Gleichung 2.2 genügend großer Linienzahl L mit guter Genauigkeit nachgebildet wird. Die in /8/ angegebene allgemeingültige Formel soll im folgenden hergeleitet und diskutiert werden.

Es sei ein stationärer statistischer Prozess $v(\psi)$ einer gleichverteilten Zufallsvariablen ψ gegeben und es soll die Wahrscheinlichkeitsverteilung der Momentanwerte v berechnet werden. Speziell bei einem Sinus-Prozess

$$v(\psi) = \alpha \cdot \sin(\psi) = \alpha \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi)$$

ist die Wahrscheinlichkeit, daß bei zufälliger Wahl von φ ein Momentanwert $v > \sigma$ auftritt

$$\int_{\sigma}^{\infty} w(u) du = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \arccos \frac{\sigma}{\alpha} & \text{für } |\sigma| < \alpha \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

Daraus folgt die Wahrscheinlichkeitsdichte

$$w(\sigma) = \begin{cases} \frac{1}{\pi \cdot \sqrt{\alpha^2 - \sigma^2}} & \text{für } |\sigma| < \alpha \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

Sie ist von der Phase ψ unabhängig. Ihre Fourier-Transformierte lautet

$$\begin{aligned} \mathcal{F}\{w(\sigma)\} &= \int_{-\infty}^{+\infty} w(u) \cdot \exp(-j\omega u) du \\ &= J_0(\alpha\omega) \end{aligned} \quad (2.3)$$

Mit J_0 ist die gewöhnliche Besselfunktion 0. Ordnung bezeichnet. Die Wahrscheinlichkeitsdichte w_L eines aus L Sinus-Prozessen gleicher Amplitude additiv zusammengesetzten Prozesses

$$\begin{aligned} v_L(\psi_1, \dots, \psi_L) &= \alpha \prod_{\lambda=1}^L \sin(\psi_{\lambda}) \\ &= \alpha \prod_{\lambda=1}^L \sin(\omega_{\lambda} t + \varphi_{\lambda}) \end{aligned}$$

kann durch Faltung der Wahrscheinlichkeitsdichten der einzelnen Prozesse berechnet werden. Die dabei gemachte Voraussetzung, daß die Einzelprozesse statistisch unabhängig sein

müssen, ist durch die zufällige Wahl der φ_λ unabhängig vom Wert der ω_λ erfüllt. Also folgt mit Hilfe der Fourier-Transformation

$$w_L(\sigma) = \begin{cases} \mathcal{F}^{-1} \left\{ \prod_{\lambda=1}^L \mathcal{F}\{w(\sigma)\} \right\} & \text{für } |\sigma| < L\alpha \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.4)$$

Dieser Ausdruck läßt sich leichter berechnen, wenn man seine periodische Wiederholung $w_{Lp}(\sigma)$ in eine Fourierreihe entwickelt

$$w_{Lp}(\sigma) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} c_v \cdot \exp(jv\gamma\sigma)$$

$$\text{mit } c_v = \frac{1}{2L\alpha} \int_{-L\alpha}^{+L\alpha} w_{Lp}(u) \cdot \exp(-jv\gamma u) du$$

$$\text{und } \gamma = \frac{\pi}{L \cdot \alpha}$$

Die folgenden Ausführungen beziehen sich auf das Intervall $|\sigma| < L\alpha$, in dem gilt

$$w_L(\sigma) = w_{Lp}(\sigma)$$

Durch Einsetzen der Gleichungen 2.3 und 2.4 ergeben sich die Reihenkoeffizienten

$$\begin{aligned} c_v &= \frac{1}{2L\alpha} \mathcal{F}\{w_L(\sigma)\} \Big|_{\omega=v\gamma} \\ &= \frac{1}{2L\alpha} \prod_{\lambda=1}^L \mathcal{F}\{w(\sigma)\} \Big|_{\omega=v\gamma} \\ &= \frac{1}{2L\alpha} \prod_{\lambda=1}^L J_0\left(v\frac{\pi}{L}\right) \\ &= \frac{1}{2L\alpha} J_0^L\left(v\frac{\pi}{L}\right) \end{aligned}$$

Damit wird die Wahrscheinlichkeitsdichte

$$\begin{aligned} w_L(\sigma) &= \frac{1}{2L\alpha} \sum_{v=-\infty}^{+\infty} J_0^L(v\frac{\pi}{L}) \cdot \exp(jv\frac{\pi}{L} \frac{\sigma}{\alpha}) \\ &= \frac{1}{2L\alpha} \left[1 + 2 \sum_{v=1}^{\infty} J_0^L(v\frac{\pi}{L}) \cdot \cos(v\frac{\pi}{L} \frac{\sigma}{\alpha}) \right] \end{aligned} \quad (2.5)$$

Durch Integration ergibt sich die von BENNETT /8/ angegebene Formel für die Wahrscheinlichkeit $W_L(q)$, daß $v_L(\psi_1, \dots, \psi_L)$ einen Wert $|v_L| > q \cdot \alpha$ annimmt

$$\begin{aligned} W_L(q) &= 1 - 2 \int_0^{q \cdot \alpha} w_L(u) du \\ &= 1 - \frac{q}{L} - \frac{2}{\pi} \sum_{v=1}^{\infty} J_0^L(v\frac{\pi}{L}) \frac{\sin(v\frac{\pi \cdot q}{L})}{v} \end{aligned} \quad (2.6)$$

Als Grenzwert für große L ergibt sich eine Normalverteilung

$$\lim_{L \rightarrow \infty} W_L(q) = 1 - \operatorname{erf} \left[\frac{q}{\sqrt{L}} \right] \quad (2.7)$$

Dabei bezeichnet erf das Gaußsche Fehlerintegral. Die rechte Seite dieser Gleichung ist unabhängig von L, was man leicht sieht, wenn man die Streuung einführt:

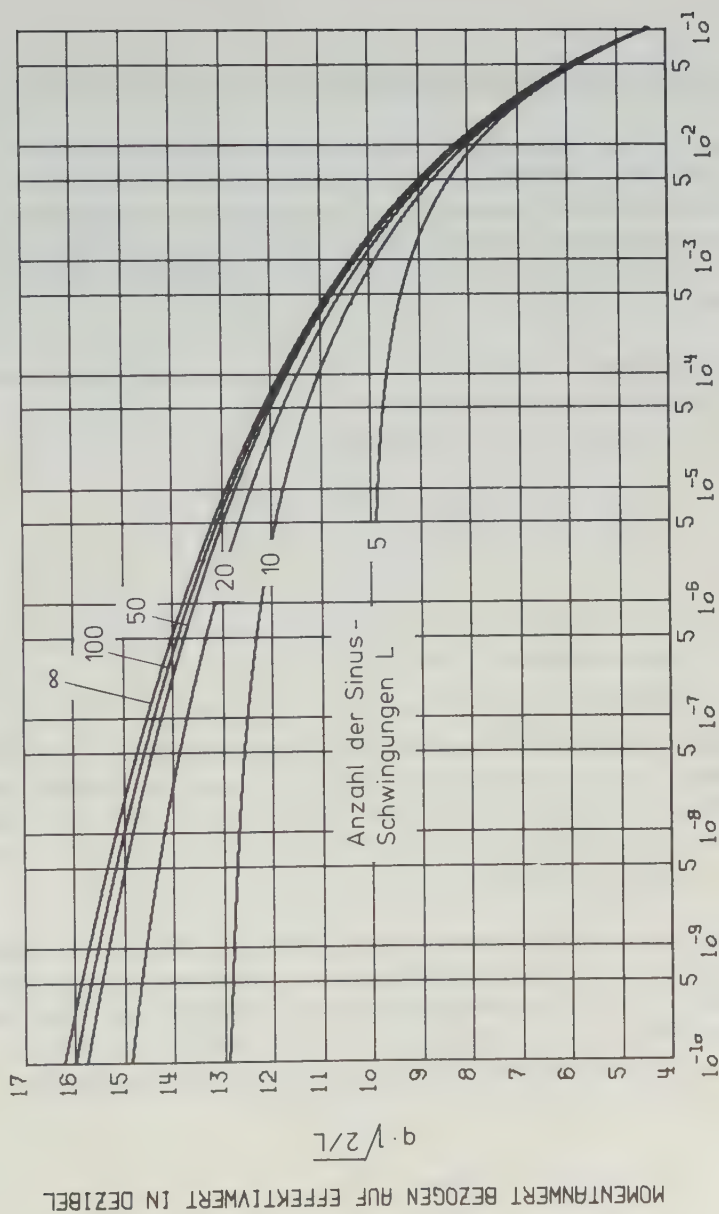
$$\sigma_n = \frac{\text{Momentanwert}}{\text{Effektivwert}} = \frac{q \cdot \alpha}{\sqrt{L/2} \cdot \alpha} = q\sqrt{2/L}$$

Nach q aufgelöst und in Gleichung 2.7 eingesetzt ergibt sich

$$\lim_{L \rightarrow \infty} W_L(\sigma_n) = 1 - \operatorname{erf} \left[\frac{\sigma_n}{\sqrt{2}} \right]$$

In Bild 2.1 ist für einige Werte L die Funktion $W_L(\sigma_n)$ nach Gleichung 2.6 dargestellt. Man sieht, daß schon bei Signalen aus etwa 20 bis 50 Spektrallinien die statistischen Unterschiede zum weißen Rauschsignal nur gering sind.

BILD 2.1: VERTEILUNG DER MOMENTANWERTE EINER SUMME VON SINUS-SCHWINGUNGEN



ÜBERSCHREITUNGS-WAHRSCHEINLICHKEIT DES MOMENTANWERTES $W_L (|v_L| > q \cdot \alpha)$

2.2 Das Übertragungsverfahren

Das in den letzten Abschnitten beschriebene Frequenzmultiplexsignal muß für die Übertragung in einen geeigneten Frequenzbereich umgesetzt und gegenüber den Störeinflüssen auf dem Übertragungsweg unempfindlich gemacht werden. Hier soll das kontinuierliche Modulationsverfahren der Winkelmodulation behandelt werden /1, 2, 11, 12/.

Ein allgemeines winkelmoduliertes Signal wird meist in folgender Form dargestellt:

$$f_{\theta}(t) = \cos [\omega_T t + \theta\{s(t)\}] \quad (2.8)$$

mit ω_T Trägerkreisfrequenz
und $s(t)$ modulierendes Signal
mit $|s(t)|_{\max} = 1$

Die Funktion $\theta\{s(t)\}$ beschreibt eine

- Phasenmodulation (PM), wenn $\theta\{s(t)\} = \eta \cdot s(t)$
- Frequenzmodulation (FM), wenn $\theta\{s(t)\} = 2\pi \cdot \Delta f \int_0^t s(\tau) d\tau$

Dabei sind η der Phasenhub und Δf der Frequenzhub, die Maximalwerte der momentanen Phasen- bzw. Frequenzauslenkung der Trägerschwingung. Multiplikative Konstanten, die die Amplitude des unmodulierten Senders beschreiben, werden hier weggelassen.

Aus obiger Definitionsgleichung 2.8 folgt, daß man Frequenzmodulation mit einem Phasenmodulator erzeugen kann, indem man das zu übertragende Signal vor dem Modulieren integriert. Umgekehrt kann Phasenmodulation mit einem Frequenzmodulator durch Differenzieren des modulierenden Signals generiert werden.

2.2.1 Winkelmodulation bei sinusförmigem Signal

Das modulierende Signal habe die Frequenz ω und sei gegeben durch

$$s_{PM}(t) = \cos \omega t \quad \text{bzw.} \quad s_{FM}(t) = -\sin \omega t$$

wobei die Amplitude als auf 1 normiert angenommen wurde.

Es ergibt sich für beide Fälle

$$\begin{aligned} \eta \cdot s_{PM}(t) &= 2\pi \cdot \Delta f \int_0^t s_{FM}(\tau) d\tau = \eta \cdot \cos \omega t \\ f(t) &= \cos [\omega_T t + \eta \cdot \cos \omega t] \end{aligned} \quad (2.9)$$

mit Δf Frequenzhub

$$\eta = \frac{2\pi \cdot \Delta f}{\omega} \quad \text{Modulationsindex}$$

Aus der exponentiellen Darstellung der Gleichung 2.9

$$f(t) = \operatorname{Re}\{\exp[j\eta \cdot \cos \omega t] \cdot \exp j\omega_T t\}$$

und der Potenzreihenentwicklung

$$\exp(z) = \sum_{v=0}^{\infty} \frac{z^v}{v!}$$

erhält man das winkelmodulierte Signal bei Einton-Modulation

$$\begin{aligned} f(t) &= \operatorname{Re}\left\{[J_0(\eta) + 2 \sum_{v=1}^{\infty} j^v \cdot J_v(\eta) \cdot \cos v\omega t] \exp j\omega_T t\right\} \\ &= J_0(\eta) \cdot \cos \omega_T t + 2 \sum_{v=1}^{\infty} J_v(\eta) \cdot \cos v\omega t \cdot \cos(\omega_T t + v\frac{\pi}{2}) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Dabei bedeuten die $J_v(\eta)$ die gewöhnlichen Bessel-Funktionen der ganzzahligen Ordnung v vom Argument η

$$J_v(\eta) = \left(\frac{\eta}{2}\right)^v \sum_{\lambda=0}^{\infty} \frac{(-1)^\lambda}{\lambda!} \cdot \frac{(\eta/2)^{2\lambda}}{(v+\lambda)!}$$

Durch Anwenden des Additionstheorems kann Gleichung 2.10 umgeformt werden in

$$f(t) = J_0(\eta) \cdot \cos \omega_T t + \sum_{\nu=1}^{\infty} J_{\nu}(\eta) \left\{ \cos [(\omega_T - \nu\omega)t + \nu \frac{\pi}{2}] + \cos [(\omega_T + \nu\omega)t + \nu \frac{\pi}{2}] \right\}$$

Aus dieser Darstellung erkennt man, daß sich das Spektrum eines sinusförmig winkelmodulierten Signals aus einer Träger-schwingung mit der Amplitude $J_0(\eta)$ und zwei Seitenbändern zusammensetzt. Beide Seitenbänder liegen symmetrisch zur Trägerfrequenz und bestehen aus unendlich vielen Schwingungen der Amplitude $J_{\nu}(\eta)$, deren Frequenzabstand vom Träger ein ganzzahliges Vielfaches der modulierenden Frequenz ω ist.

Das Spektrum dieses Signals ist theoretisch unendlich breit. Wie aus dem Verlauf der Besselfunktionen /13/ oder aus dem in Bild 2.2 dargestellten Einton-Winkelmodulations-Spektrum zu erkennen ist, werden die Spektralampplituden jedoch mit wachsendem Abstand von der Trägerfrequenz rasch kleiner. Quantitative Aussagen über den Fehler, der durch Vernachlässigen der äußeren Spektrallinien entsteht, sind in /2/ zu finden und werden in Abschnitt 5.1 behandelt.

Aus Gleichung 2.10 folgt, daß die Zahl der für die zu Übertragende Information wesentlichen Spektrallinien vom Modulationsindex η abhängt. Zur Abschätzung der benötigten Frequenzbandbreite nimmt man meist an, daß alle Spektralanteile mit Amplituden, die kleiner als 1% der unmodulierten Trägeramplitude sind, vernachlässigt werden können. Aus dem Verhalten der Besselfunktionen folgt damit, daß $\eta+1$ Linien jedes Seitenbandes für die Übertragung wesentlich sind und man die Bandbreite eines winkelmodulierten Signals nach der Formel

$$B_C = 2(\eta+1) \cdot \omega = 2(\Delta f + \omega/2\pi) \quad (2.11)$$

abschätzen kann. Sie wird in der angelsächsischen Literatur als "Carson's rule" /14/ bezeichnet.

Das Amplitudenspektrum einer mit einer sinusförmigen Schwingung fester Frequenz phasenmodulierten Trägerschwingung unterscheidet sich nicht von dem eines frequenzmodulierten Signals gleichen Phasenhubs. Erst durch Verändern der Frequenz der modulierenden Schwingung lassen sich beide Modulationsarten unterscheiden:

- Bei Phasenmodulation ist der bandbreitebestimmende Modulationsindex η unabhängig von der Kreisfrequenz ω des modulierenden Signals. Damit bleibt die Zahl der wesentlichen Spektrallinien konstant, nicht jedoch die Bandbreite, da sich gleichzeitig der Abstand ω der Linien ändert.
- Bei Frequenzmodulation ist der Frequenzhub Δf konstant. Bei großen Modulationsindizes $\eta \gg 1$, also kleinen Modulationsfrequenzen ω , ist der zweite Summand in Gleichung 2.11 gegenüber dem ersten zu vernachlässigen und die Bandbreite $B_C = 2 \cdot \Delta f$ ist im wesentlichen von ω unabhängig. Im Falle $\eta \ll 1$, also großen Modulationsfrequenzen ω , steigt die Bandbreite durch den nun überwiegenden zweiten Summanden der Gleichung 2.11 mit wachsendem ω leicht an /11/.

Eine wichtige Eigenschaft der Winkelmodulation besteht darin, daß die Leistung des modulierten Signals unabhängig vom Modulationsindex gleich der des modulierten Trägers und konstant ist. Das beruht darauf, daß für die Besselfunktionen

$$\sum_{\lambda=-\infty}^{+\infty} J_{\lambda}^2(\eta) = 1$$

gilt und bedeutet, daß sich die Leistung des modulierten Signals bei wachsendem Modulationsindex auf ein immer breiteres Frequenzband verteilt. Bei den Nullstellen der Besselfunktion 0. Ordnung, die die Amplitude des Trägers beschreibt, ist die Leistung des modulierten Signals vollständig in den Seitenbändern enthalten.

BILD 2.2 : FREQUENZMODULATIONS-SPEKTRUM BEI EINTON-MODULATION

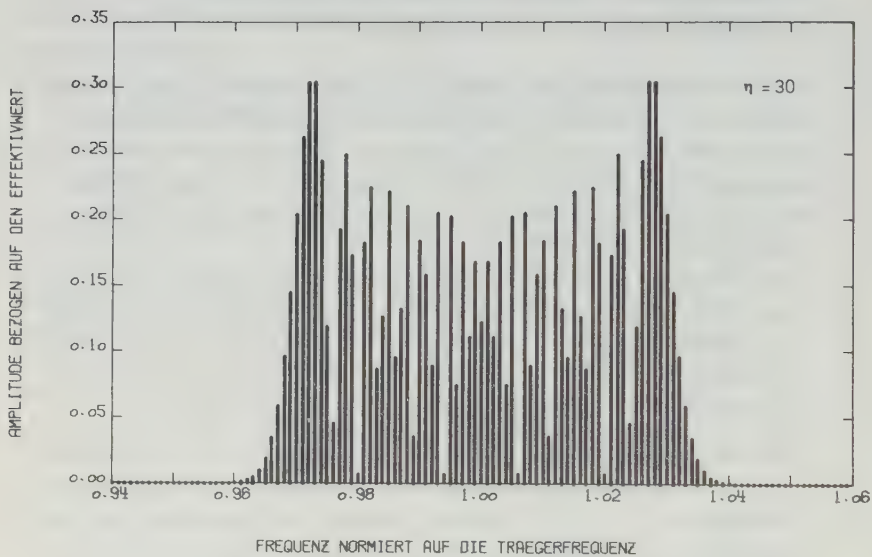
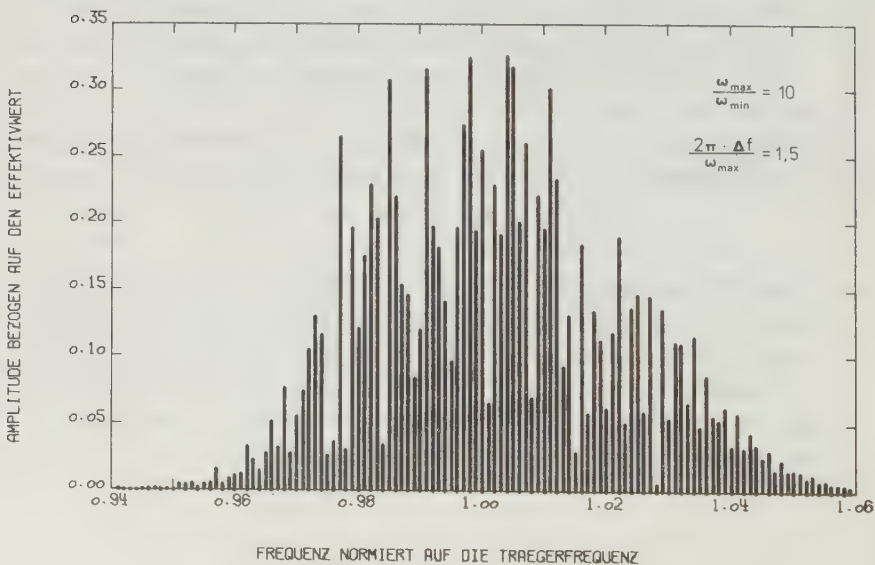


BILD 2.3 : FREQUENZMODULATIONS-SPEKTRUM BEI 10-TON-MODULATION



2.2.2 Winkelmodulation bei breitbandigem Signal

Die in dieser Arbeit auftretenden modulierenden Signale sind nicht sinusförmig, sondern bestehen aus spektral begrenztem Rauschen bzw. aus rauschähnlichen Signalen nach Abschnitt 2.1.4. Das Spektrum einer solchen Schwingung soll auf dem im letzten Abschnitt dargestellten Weg hergeleitet werden.

Das modulierende Signal sei nach Gleichung 2.2

$$s(t) = - \sum_{\lambda=1}^L \alpha_{\lambda} \cdot \sin(\lambda \omega_a t + \varphi_{\lambda})$$

Damit wird das mit $s(t)$ frequenzmodulierte Signal

$$\begin{aligned} f_{FM}(t) &= \cos \left[\omega_T t + \sum_{\lambda=1}^L \eta_{\lambda} \cdot \cos(\lambda \omega_a t + \varphi_{\lambda}) \right] \\ &= \Re \left\{ \prod_{\lambda=1}^L \left[J_0(\eta_{\lambda}) + 2 \sum_{\mu=1}^{\infty} j^{\mu} \cdot J_{\mu}(\eta_{\lambda}) \cdot \cos \mu(\lambda \omega_a t + \varphi_{\lambda}) \right] \right. \\ &\quad \left. \cdot \exp[j \omega_T t] \right\} \end{aligned}$$

mit $\eta_{\lambda} = \frac{2\pi \cdot \Delta f}{\lambda \omega_a}$

Das Spektrum dieses Signals enthält auf beiden Seiten der Trägerkreisfrequenz ω_T alle möglichen Linearkombinationen der Kreisfrequenzen $\lambda \omega_a$

$$\omega_v = \omega_T + v \omega_a = \omega_T + \sum_{\lambda=1}^L \mu_{\lambda} \lambda \omega_a$$

mit $-\infty < \mu_{\lambda} < +\infty$ ganz

Die Bedingung für den Koeffizientensatz $(\mu_{\lambda}, \lambda=1(1)L)$, daß bei der Kreisfrequenz $v \omega_a$ eine Spektralkomponente auftritt, lautet also

$$v = \sum_{\lambda=1}^L \mu_{\lambda} \lambda$$

und das frequenzmodulierte Signal erhält die Form

$$f_{FM}(t) = \sum_{\nu} A_{\nu} \cdot \cos(\omega_{\nu} t + \delta_{\nu})$$

$$\text{mit } A_{\nu} = \prod_{\lambda=1}^L J_{\mu_{\lambda}}(\eta_{\lambda})$$

$$\omega_{\nu} = \omega_T + \sum_{\lambda=1}^L \mu_{\lambda} \lambda \omega_a$$

$$\delta_{\nu} = \sum_{\lambda=1}^L \mu_{\lambda} \left(\frac{\pi}{2} + \varphi_{\lambda} \right)$$

Eine Vielzahl von Kombinationen der Koeffizienten μ_{λ} trägt somit zu einer Spektralkomponente bei. Daraus folgt, daß das winkelmodulierte Spektrum eines Signals, das aus harmonischen Schwingungen zusammengesetzt ist, unsymmetrisch werden kann, was in Bild 2.3 deutlich zu erkennen ist.

Algorithmen, die das Winkelmodulationsspektrum auf diesem Weg berechnen, wurden zum Beispiel von MEDHURST /15/ und KUHN /16/ für kleine Frequenzhübe angegeben. Eine Berechnung des Spektrums für große Frequenzhübe und große Werte L ist auch auf Rechenanlagen mit vernünftigen Aufwand nicht durchführbar. Im Kapitel 4 wird ein anderer Rechenweg angegeben, mit dem eine schnelle und ökonomische Berechnung des modulierten Signals möglich ist und mit dem auch die Spektren in den Bildern 2.2 und 2.3 errechnet wurden, dessen modulierenden Signal aus 10 Spektrallinien gleicher Amplituden und zufällig gewählten Phasenwinkeln besteht.

In Abschnitt 2.2 wurde der Frequenzhub als Maximalwert der momentanen Frequenzauslenkung definiert. In der Richtfunktechnik wird jedoch üblicherweise der effektive Frequenzhub verwendet, der nicht auf den Maximalwert, sondern auf den Effektivwert des modulierenden Signals bezogen ist.

Für die in Tabelle 2.1 aufgeführten Frequenzmultiplex-Übertragungssysteme ist primär der sogenannte effektive Kanalhub Δf_{eff} genormt. Er ist gleich dem effektiven Frequenzhub, den ein einzelner aktiver Kanal in einem Multiplexsignal mit dem Leistungspegel 0 dBm entsprechend 1 mW als modulierendes Signal hervorrufen würde.

Der effektive Frequenzhub des gesamten Multiplexsignals, genannt effektiver Summenhub ΔF_{eff} , berechnet sich über die konventionelle Belastung nach Formel 2.1 aus dem effektiven Kanalhub in Abhängigkeit von der Kanalzahl K

$$p(K) = 20 \cdot \lg \frac{\Delta F_{\text{eff}}}{\Delta f_{\text{eff}}} \quad \text{oder} \quad (2.12)$$

$$\Delta F_{\text{eff}} = \Delta f_{\text{eff}} \cdot 10^{p(K)/20}$$

Die Bandbreiten-Formel 2.11 von CARSON muß für breitbandige Signale modifiziert werden. Da die benötigte Bandbreite des winkelmodulierten Signals nach Abschnitt 2.2.1 mit wachsender modulierender Frequenz ansteigt, wird die höchste im Basisband enthaltene Frequenz ω_{max} wesentlich die Bandbreite des modulierten Signals bestimmen. Außerdem ist für die Bandbreite eines Vieltonsignals nicht der effektive Summenhub, sondern der Spitzenhub ΔF_s des (äquivalenten) modulierenden Signals maßgebend. Er berechnet sich für Kanalzahlen über 240 entsprechend der in Abschnitt 2.1.3 definierten äquivalenten Spitzenleistung aus

$$\frac{\Delta F_s}{\sqrt{2} \Delta F_{\text{eff}}} = 13 \text{ dB}$$

Der Spitzenhub geht in eine weitere Kenngröße von frequenzmodulierten Multiplexsystemen ein, nämlich in das sogenannte Hubverhältnis

$$\eta_s = 2\pi \cdot \Delta F_s / \omega_{\max} \quad (2.13)$$

das dem Modulationsindex bei sinusförmiger Modulation entspricht. Damit ergibt sich der von CARSON angegebene Anhaltswert für die Bandbreite eines breitbandig winkelmodulierten Signals zu

$$B_C = 2 \cdot (\Delta F_s + \omega_{\max} / 2\pi) \quad (2.14)$$

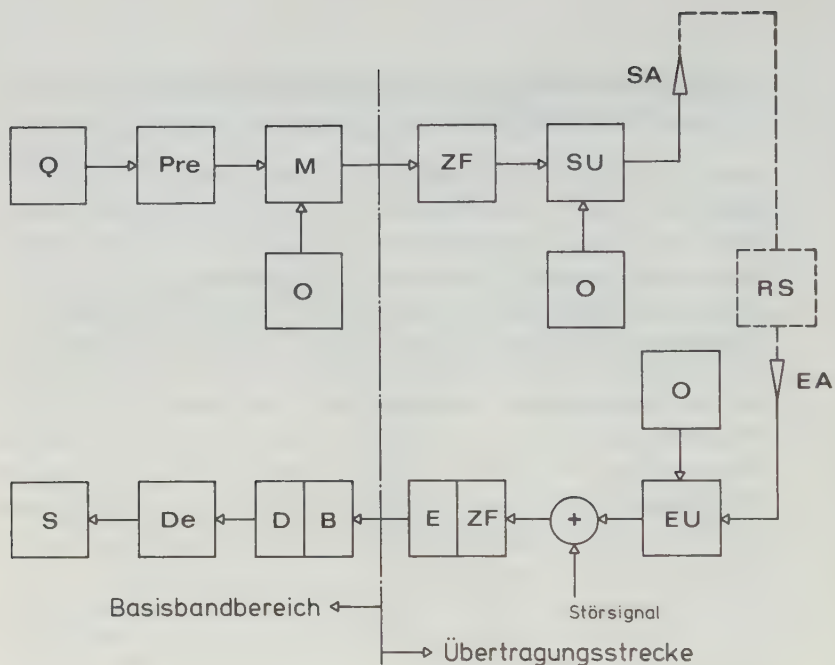
Die Kenngrößen Spitzenhub, Hubverhältnis und CARSON-Bandbreite sind für die wichtigsten Richtfunksysteme in Tabelle 2.1 enthalten. Weitere Angaben über die Bandbreite frequenzmodulierter Signale sind in /37, 38, 39, 40, 41/ zu finden.

2.2.3 Blockschaltbild eines frequenzmodulierten Übertragungssystems

Bild 2.4 zeigt das Blockschaltbild eines Modulationsabschnitts eines Richtfunksystems. Das zu Übertragende Basisband wird von den Zubringereinrichtungen oder einem anderen Modulationsabschnitt übernommen (Nachrichtenquelle) und über ein Preemphase-Netzwerk, das eine Amplituden-Vorverzerrung bewirkt, dem Modulator zugeführt. Das modulierte Signal wird in Zwischenfrequenzlage (35 oder 70 MHz genormt) an den Sendeumsetzer übergeben, der das Signal in die Radiofrequenzlage bringt. In dieser Lage erfolgt die Übertragung über mehrere Funkfelder, zwischen denen das Signal nicht demoduliert, sondern in der Zwischenfrequenzlage vom Empfangsumsetzer an den Sendeumsetzer übergeben wird.

Im Empfangsteil wird das radiofrequente Signal zunächst in die Zwischenfrequenzlage umgesetzt. Die vom Empfängereingang aufgenommene thermische Rauschleistung kann im Modell durch eine additive Rauscheinpeisung vor der Selektion im Zwischenfrequenzteil nachgebildet werden. Es folgen Entzerrungsglieder, mit denen die linearen Verzerrungen der Übertragungsstrecke teilweise ausgeglichen werden. Das entzerrte Signal wird an den Diskriminator mit vorgeschaltetem Begrenzer übergeben, anschließend wird in einem Deemphase-Netzwerk die Vorverzerrung rückgängig gemacht. Am Ausgang des Modulationsabschnitts steht das empfangene Basisband zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung (Nachrichtensenke).

Das in Bild 2.4 dargestellte Übertragungssystem enthält in der Praxis eine Reihe von nichtidealen Bausteinen, die zu Fehlern führen.



Q Nachrichtenquelle
 Pre Preemphase-Netzwerk
 M Frequenzmodulator
 ZF Zwischenfrequenzteil
 (35 oder 70 MHz)
 SU Sendeumsetzer
 SA Sendeantenne
 O Oszillator

RS Richtfunkstrecke (0.5 bis 15 GHz)
 EA Empfangsantenne
 EU Empfangsumsetzer
 E Entzerrer
 B Begrenzer
 D Frequenzdiskriminator
 De Deemphase-Netzwerk
 S Nachrichtensenke

Bild 2.4 : Blockschaltbild eines Modulationsabschnitts eines frequenzmodulierten Richtfunksystems.

2.3 Fehlerquellen bei frequenzmodulierter Übertragung

Die nichtidealen Eigenschaften der bei der technischen Realisierung des Blockschaltbildes 2.4 verwendeten Bausteine führen zu nichtlinearen Verzerrungen des empfangenen Multiplexsignals, wodurch sich in den einzelnen Sprechkreisen unverständliches Nebensprechen ergibt. Die Eigenverzerrungen werden als Intermodulationsverzerrungen bezeichnet und können u.a. folgende Ursachen haben:

- nichtlineare Verstärker-Kennlinien im Basisbandbereich,
- nichtlineare Modulator- und Demodulator-Kennlinien,
- nichtidealer Demodulator, der nicht ausschließlich auf die Momentanfrequenz, sondern auch auf eine durch Dämpfungsverzerrungen auf der Übertragungsstrecke entstandene zusätzliche Amplitudenmodulation anspricht,
- lineare Verzerrungen, d.h. Dämpfungs- und Laufzeitverzerrungen auf der Übertragungsstrecke, z.B. hervorgerufen durch
 - Echos bei Mehrwegeempfang,
 - Echos bei nichtexakter Anpassung der Antennen und ihrer Speiseleitungen,
 - die Selektion im Zwischenfrequenzteil.

Daneben beeinträchtigen Fremdstörungen die Qualität des Empfangssignals:

- Die Modulation von durch die Selektion nicht ausreichend unterdrückten Nachbarsendern führt zu verständlichem Nebensprechen in den Sprechkreisen.
- Das vom Empfängereingang aufgenommene thermische Rauschen hat im Sprechkreis ebenfalls Rauschstörungen zur Folge.

Als Maß für die Güte der Übertragung wird der Signal/Rauschabstand $a_{S/R}$ des empfangenen Basisbandes verwendet, der sich

aus folgenden wesentlichen Anteilen zusammengesetzt /17/:

$$a_{S/R} = a_G + a_V - a_F$$

Dabei bedeuten

$$a_G = 10 \cdot \lg \frac{P_S}{P_R}$$

mit $P_R = P_{th} + P_I(\omega)$

P_S Sendeleistung (Ausgang SU)

P_R Rauschleistung (Eingang D)

P_{th} thermische Rauschleistung

P_I Intermodulationsgeräusch-Leistung
(Abschnitt 3.2.1)

ω Modulationskreisfrequenz

$$a_V = 10 \cdot \lg \frac{2}{\eta^2(\omega)}$$

mit $\eta(\omega) = \frac{\omega}{2\pi \cdot \Delta f(\omega)}$

a_V Verbesserungs-Dämpfung, die den
Einfluß der Deemphase (Abschnitt
2.3.2) auf den Rauschabstand be-
schreibt

η Modulationsindex

Δf Frequenzhub

$$a_F = a_O - 2a_A + 2a_K$$

a_F Funkfeld-Dämpfung

a_O Freiraum-Dämpfung

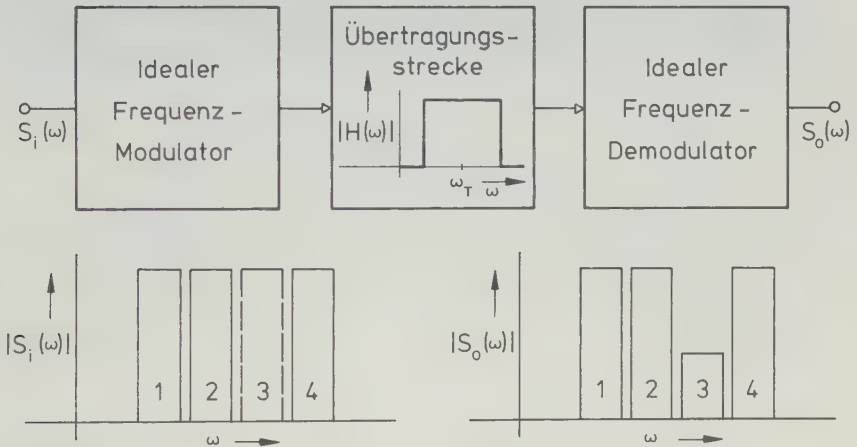
a_A Antennen-Gewinn

a_K Dämpfung der Antennen-Speiseleitungen

Die von der Modulationsfrequenz unabhängigen Anteile P_S , P_{th} und a_F sollen hier nicht weiter betrachtet werden. Die Größen der beiden frequenzabhängigen Anteile P_I und a_V können mit dem in Kapitel 4 beschriebenen Verfahren berechnet werden.

2.3.1 Einfluß linearer Verzerrungen auf dem Übertragungsweg

Hauptpunkt dieser Arbeit ist die Berechnung der durch lineare Verzerrungen auf dem Übertragungsweg hervorgerufenen nicht-linearen Verzerrungen des Basisbandes. Die Aufgabenstellung soll an folgendem Beispiel erläutert werden:



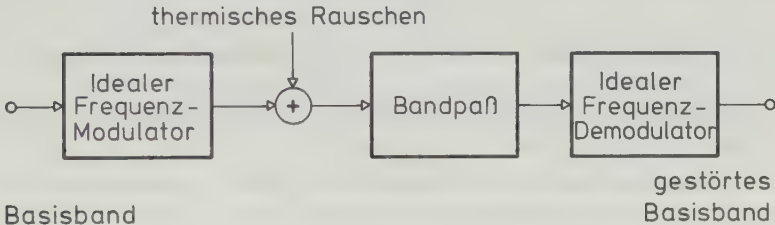
Das Übertragungssystem werde von einem aus vier Sprachsignalen zusammengesetzten Frequenzmultiplexsignal mit dem Amplitudenspektrum $S_i(\omega)$ gespeist, das die Frequenz einer Trägerschwingung mit der Kreisfrequenz ω_T moduliert. Es entsteht ein theoretisch unendlich breites Modulationsspektrum, das auf der durch die Übertragungsfunktion $H(\omega)$ gekennzeichneten Übertragungsstrecke linear verzerrt wird. Die Übertragungsstrecke ist im wesentlichen durch die Selektionsforderungen des Zwischenfrequenzteils bestimmt und sei hier als idealer Bandpaß mit rechteckiger Amplitudencharakteristik und konstanter Phase

angenommen. Das bandbegrenzte Signal wird einem idealen Demodulator zugeführt, der das Empfangssignal mit dem Spektrum $S_0(\omega)$ erzeugt.

Von den vier Kanälen des Multiplexsignals seien die Kanäle 1, 2 und 4 aktiv, wogegen im Kanal 3 nicht gesprochen werde. Die als Folge der Bandbegrenzung im empfangenen Basisband auftretenden nichtlinearen Verzerrungen werden in den Einzelkanälen als unverständliches Nebensprechen hörbar, das in dem nicht aktiven Kanal 3 unmittelbar gemessen werden kann.

2.3.2 Rauschstörungen und Maßnahmen zu ihrer Reduzierung

Die Modulatoren in winkelmodulierten Übertragungssystemen werden durchweg als Frequenzmodulatoren ausgeführt, da sich bei ihnen die geforderte hohe Linearität über breite Frequenzbänder leichter erreichen läßt als mit Phasenmodulatoren. Ein ideales Frequenzmodulationssystem, das von einem Frequenzmultiplexsignal konstanter spektraler Amplitudendichte gespeist wird, ist im folgenden Blockschaltbild dargestellt. Als Störung wird vor der Selektion des Empfängers thermisches Rauschen addiert.



Entsprechend den Ausführungen in Abschnitt 2.2.1 sind bei Frequenzmodulation die Modulationsprodukte niedriger Basisbandfrequenzen stärker im modulierten Signal enthalten als Produkte hoher Basisbandfrequenzen. Da die spektrale Amplitudendichte des vom Empfänger-Bandpaß zusammen mit dem modulierten Nutzsignal aufgenommenen thermischen Rauschens konstant ist, werden die Modulationsprodukte der hohen Frequenzen stärker gestört als die niedrigen. Nach der Demodulation ergibt sich ein linear mit der Kreisfrequenz ω ansteigendes Verhältnis der Rausch- zur Nutzsignal-Amplitudendichte /12/

$$\frac{R(\omega)}{S(\omega)} \sim \frac{\omega}{2\pi \cdot \Delta F_s} \quad (2.15)$$

Ein solches Frequenzmodulationssystem verhält sich bezüglich der niedrigen Basisbandfrequenzen günstig. Da die Sendeleistung nach den noch zulässigen Störungen bei der höchsten Basisbandfrequenz bemessen werden müßte, ist es unwirtschaftlich. Es liegt nahe, diesen Störeinfluß durch Anheben der hohen Frequenzen vor der Modulation (Preemphase) und Rückgängigmachen dieser Operation nach der Demodulation (Deemphase) zu verringern. Bei geeigneter Wahl der Vorverzerrung läßt sich eine Energieverteilung der Spektralanteile des Basisbandes im modulierten Signal erreichen, mit der der effektive Rauscheinfluß gleichmäßig auf das gesamte empfangene Basisband verteilt wird.

Die Preemphasenfunktionen wurden zur Erleichterung des internationalen Nachrichtenverkehrs vom CCITT genormt /28/. Es existieren mehrere spezielle Funktionen für Sprachsignale und für Fernsehsignale, die sehr ausführlich in /17/ behandelt sind. Alle Funktionen sind unabhängig von der Bandbreite des Systems definiert durch Einführen einer auf die höchste Basisband-Kreisfrequenz $\omega_{\max}$ normierten Frequenz $\rho = \omega/\omega_{\max}$.

Als Beispiel soll hier die 8 dB-Fernsprech-Preemphase behandelt werden, die in Richtfunksystemen am häufigsten verwendet wird. Ihre Bezeichnung rührt daher, daß sie die Pegel an der oberen Bandgrenze gegenüber denen der unteren um 8 dB anhebt. Das Betragsquadrat der Übertragungsfunktion $H(\rho)$ ist wie folgt festgelegt:

$$|H(\rho)|^2 = c \cdot \frac{1}{1 + \frac{6,9}{1 + \frac{5,25}{\left(\frac{1,25}{\rho} - \frac{\rho}{1,25}\right)^2}}} \quad (2.16)$$

BILD 2.5: VERLAUF DER 8 DB-PRE- UND DEEMPHASENFUNKTIONEN

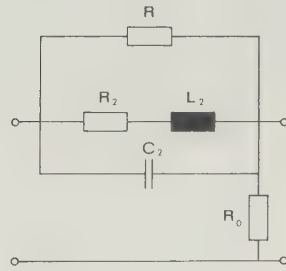
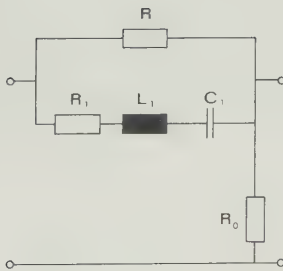
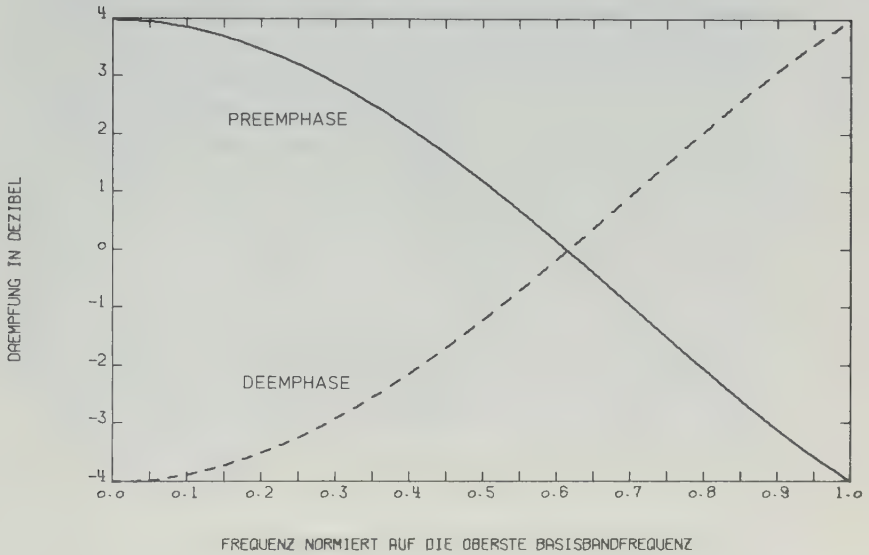


Bild 2.6 : CCITT - 8 dB - Fernsprech - Pre- und Deemphasis - Netzwerke

Der Verlauf der entsprechenden Dämpfungskurve ist in Bild 2.5 dargestellt, die zugehörigen, ebenfalls genormten Preemphasis- und Deemphasis-Netzwerke zeigt Bild 2.6.

In Formel 2.16 wurde der Koeffizient c so gewählt, daß die Gesamtleistung des Basisbandes beim Durchgang durch das Preemphasis-Netzwerk nicht geändert wird, also

$$\int_0^1 |H(\rho)|^2 d\rho = 1$$

Dabei wurde angenommen, daß $\omega_{\min}/\omega_{\max} \ll 1$.

Es ergibt sich ein neutraler Kanal, dessen Leistung von der Preemphasis nicht beeinflußt und der deshalb für Meßzwecke ausgenutzt wird. Die entsprechende neutrale Frequenz liegt bei $\rho_N = 0,608$.

2.4 Abschließende Bemerkungen

Zum Abschluß dieser theoretischen Ausführungen über Winkelmodulation soll noch kurz die Frage angeschnitten werden, aus welchen Gründen heute bei Richtfunk- und Satellitenfunksystemen vorwiegend Winkelmodulation verwendet wird.

Beim Satellitenfunk wird durch Anwenden großer Hubverhältnisse $\eta = 2\pi \cdot \Delta F_s / \omega_{\max}$, also durch Investition breiter Übertragungs-Frequenzbänder, das niederfrequente Signal/Rauschverhältnis nach Gleichung 2.15 vergrößert; denn es ist beim Empfang schwacher Satellitensignale wesentlich, diese auch noch aus starkem Rauschen herauszuheben. Der große Bandbreitebedarf des gesendeten Signals stört nicht, da seine Leistung durch stark bündelnde Antennen abgestrahlt wird und deshalb unter der Voraussetzung kleiner Nebenzipfel des Antennen-Strahlungsdiagramms erdgebundene Funkdienste nicht beeinflusst werden.

Bei Richtfunksystemen liegen die Verhältnisse anders. Wie aus Tabelle 2.1 hervorgeht, werden die Hubverhältnisse und damit die Bandbreiten der Richtfunksignale mit steigenden Kanalzahlen immer kleiner gewählt, da die Frequenzbänder, die sich für Richtfunkübertragung eignen, durch den wachsenden Nachrichtenverkehr trotz Entkopplung der verschiedenen Signale durch die Richtwirkung der Antennen und durch Polarisation knapp werden. Dadurch geht ein Vorteil der Winkelmodulation verloren, das niederfrequente Signal/Rauschverhältnis gegenüber dem hochfrequenten zu vergrößern. Wie schon im Abschnitt 2.2.3 angedeutet ist, kann der Einfluß von auf dem Übertragungsweg eingetretenen Amplitudenverzerrungen durch vergleichsweise einfache Begrenzerschaltungen //1/ vor dem Diskriminator unwirksam gemacht werden. Dagegen sind bei Verwendung Bandbreite sparender Amplitudenmodulation aufwendige Regelkreise für die Pegelhaltung erforderlich, weshalb die Richtfunksysteme heute noch mit Winkelmodulation betrieben werden.

3. Die wichtigsten bekannten Lösungswege

Wie angekündigt beschäftigt sich diese Arbeit im wesentlichen mit der Berechnung der Intermodulationsverzerrungen in Frequenzmodulations-Richtfunksystemen, die durch lineare Verzerrung des modulierten Signals entstehen. Es können zwei grundsätzlich verschiedene Methoden unterschieden werden:

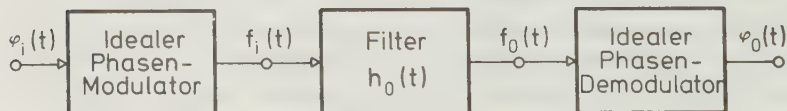
Analytische Verfahren und
Simulationsverfahren.

Da beide Lösungswege bezogen auf eine bestimmte Problemstellung Vor- und Nachteile haben, sollen die Grundideen in diesem Kapitel kurz betrachtet werden, um einen Vergleich der Verfahren zu ermöglichen.

3.1 Analytische Verfahren

Eine zusammenfassende Betrachtung dieser Verfahren wurde von RICE /20/ gegeben, weitere Quellen sind /18, 19, 51/.

Den analytischen Verfahren ist gemeinsam, daß sie das verzerrte Empfangssignal durch näherungsweise Lösung des Faltungsintegrals von gesendeter Funktion und Impulsantwort des linearen Filters zu berechnen versuchen. Zur Herleitung der grundlegenden Beziehungen sei folgendes Übertragungssystem betrachtet:



Das allgemeine winkelmulierte Signal sei in komplexer Schreibweise

$$f_i(t) = \exp [j\omega_T t + j\varphi_i(t)] \quad (3.1)$$

Dabei ist $\varphi_i(t)$ wie in Gleichung 2.8 von der modulierenden Funktion $s_i(t)$ abhängig. Das Filter habe die Übertragungsfunktion

$$H(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_o(\tau) \cdot \exp(-j\omega\tau) d\tau \quad (3.2)$$

und die Impulsantwort

$$h_o(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} H(\omega) \cdot \exp(j\omega t) d\omega$$

Mit der Eingangsfunktion $f_i(t)$ ist die Ausgangsfunktion des Filters $f_o(t)$ gegeben durch das Faltungsintegral

$$f_o(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_o(\tau) \cdot f_i(t-\tau) d\tau \quad (3.3)$$

Die Ausgangsfunktion ist sowohl amplituden- als auch winkelmuliert und sei deshalb angesetzt als

$$f_o(t) = |f_o(t)| \cdot \exp [j\omega_T t - j\varphi_o(t)] \quad (3.4)$$

wobei ω_T die Trägerkreisfrequenz ist und $\varphi_o(t)$ wieder entsprechend Gleichung 2.8 mit dem eigentlichen niederfrequenten Signal zusammenhängt. Der Einfluß des amplitudenmodulierten Anteils $|f_o(t)|$ wird durch einen idealen Begrenzer unwirksam gemacht ($|f_o(t)| \equiv 1$), so daß er hier nicht weiter betrachtet zu werden braucht.

Durch Einsetzen der Gleichungen 3.1 und 3.4 in Gleichung 3.3 ergibt sich nach Division durch $\exp(j\omega_T t)$ und Auflösen nach $\varphi_o(t)$ die Ausgangsfunktion eines idealen Phasendemodulators

$$\varphi_o(t) = \Im \left\{ \ln \int_{-\infty}^{+\infty} h_o(\tau) \cdot \exp(-j\omega_T \tau) \cdot \exp[j\varphi_i(t-\tau)] d\tau \right\} \quad (3.5)$$

Das Integral kann als Faltungsintegral der Eingangsfunktion $\exp[j\varphi_i(t)]$ und der Impulsantwort $h_o(t) \cdot \exp(-j\omega_T t)$ interpretiert werden. Dieser entspricht eine um ω_T verschobene Übertragungsfunktion $H(\omega)$, die Tiefpaßfunktion

$$\int_{-\infty}^{+\infty} h_o(\tau) \cdot \exp(-j\omega_T \tau) \cdot \exp(-j\omega \tau) d\tau = H(\omega + \omega_T)$$

Zur Vereinfachung wird eine normierte Tiefpaßfunktion eingeführt

$$H_T(\omega) = \frac{H(\omega + \omega_T)}{H(\omega_T)}$$

und die zugehörige Impulsantwort wird damit

$$h_{oT}(t) = \frac{h_o(t) \cdot \exp(-j\omega_T t)}{H(\omega_T)} \quad (3.6)$$

Einsetzen von Gleichung 3.6 in 3.5 ergibt

$$\varphi_o(t) = \Im\left\{\ln \int_{-\infty}^{+\infty} h_{oT}(\tau) \cdot \exp[j\varphi_i(t-\tau)] d\tau\right\} + \Im\{\ln H(\omega_T)\}$$

Der vom Eingangssignal unabhängige und konstante zweite Summand bedeutet eine feste Phasenverschiebung und kann deshalb weggelassen werden. Damit folgt die grundlegende Beziehung

$$\varphi_o(t) = \Im\left\{\ln \int_{-\infty}^{+\infty} h_{oT}(\tau) \cdot \exp[j\varphi_i(t-\tau)] d\tau\right\} \quad (3.7)$$

die es prinzipiell erlaubt, aus der spektralen Leistungsdichte von $\varphi_i(t)$ die zugehörige Leistungsdichte von $\varphi_o(t)$ bei linearer Filterung des modulierten Signals zu berechnen.

Da eine geschlossene Analyse der Gleichung 3.7 für rauschförmige Eingangssignale und beliebige Filter-Übertragungsfunktionen auf Mehrfachintegrale führt, die einer Behandlung auf digitalen Rechenanlagen kaum zugänglich sind, wird die Gleichung 3.7 durch Reihenentwicklung von $\exp[j\varphi_i(t-\tau)]$ näherungsweise gelöst /1, 51/.

Die Voraussetzungen dieser Analyse werden deutlicher, wenn zunächst der lineare Anteil der Ausgangsphase $\varphi_o(t)$ abgespalten wird, der durch Faltung des modulierenden Eingangssignals $\varphi_i(t)$ mit der normierten Impulsantwort des Filters entsteht

$$\varphi_{ol} = \int_{-\infty}^{+\infty} h_{oT}(\tau) \cdot \varphi_i(t-\tau) d\tau$$

Unter der Annahme $H_T(-\omega) \approx H_T^*(\omega)$ ist $h_{oT}(t)$ und damit auch $\varphi_{ol}(t)$ näherungsweise reell. Damit wird aus Gleichung 3.7 nach Addition und Subtraktion von $j\varphi_{ol}(t)$ im Exponenten (3.8)

$$\begin{aligned} \varphi_o(t) &= \Im \left\{ \ln \int_{-\infty}^{+\infty} h_{oT}(\tau) \cdot \exp[j\varphi_i(t-\tau) - j\varphi_{ol}(t)] \cdot \exp[j\varphi_{ol}(t)] d\tau \right\} \\ &= \varphi_{ol}(t) + \Im \left\{ \ln \int_{-\infty}^{+\infty} h_{oT}(\tau) \cdot \exp[j\varphi_i(t-\tau) - j\varphi_{ol}(t)] d\tau \right\} \end{aligned}$$

Der erste Summand $\varphi_{ol}(t)$ stellt das linear verzerrte Empfangssignal dar, das bei dem gegebenen Filter und Amplitudenmodulation erreicht werden kann. Der zweite Summand erfaßt die Auswirkungen der in $\varphi_i(t)$ enthaltenen Modulationsprodukte höherer Ordnung, die die gesuchten Intermodulationsverzerrungen ausmachen.

Der erste Schritt der Analyse von Gleichung 3.8 besteht in einer Taylor-Reihenentwicklung der Exponentialfunktion unter dem Integral

$$\varphi_o(t) - \varphi_{ol}(t) = \Im \left\{ \ln \int_{-\infty}^{+\infty} h_{oT}(\tau) \cdot \sum_{v=0}^{\infty} \frac{j^v}{v!} [\varphi_i(t-\tau) - \varphi_{ol}(t)]^v d\tau \right\}$$

Durch Vertauschen von Summation und Integration und Abspalten des Summanden für $v=0$ entsteht

$$\begin{aligned} \varphi_o(t) - \varphi_{ol}(t) &= \Im \ln \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} h_{oT}(\tau) d\tau \right. \\ &\quad \left. + \sum_{v=1}^{\infty} \frac{j^v}{v!} \int_{-\infty}^{+\infty} h_{oT}(\tau) [\varphi_i(t-\tau) - \varphi_{ol}(t)]^v d\tau \right\} \end{aligned}$$

Nach der Definitionsgleichung 3.6 für $h_{oT}(t)$ und Gleichung 3.2 ist der erste Summand gleich 1 und damit werden die Intermodulationsverzerrungen

$$\varphi_o(t) - \varphi_{ol}(t) = \mathcal{I}_m \ln \left\{ 1 + \sum_{v=1}^{\infty} z_v(t) \right\}$$

$$\text{mit } z_v(t) = \frac{j^v}{v!} \int_{-\infty}^{+\infty} h_{oT}(\tau) [\varphi_1(t-\tau) - \varphi_{ol}(t)]^v d\tau$$

Unter der Voraussetzung kleiner Verzerrungen, die in technischen Übertragungssystemen stets erfüllt ist, sind alle $z_v(t)$ und auch ihre Summe für alle t klein gegen 1. Also kann der Logarithmus durch eine Potenzreihe ersetzt werden:

$$\varphi_o(t) - \varphi_{ol}(t) = \mathcal{I}_m \left\{ \sum_{\lambda=1}^{\infty} \frac{(-1)^{\lambda+1}}{\lambda} \left[\sum_{v=1}^{\infty} z_v(t) \right]^{\lambda} \right\} \quad (3.9)$$

Diese Formel liegt den meisten analytischen Verfahren zur Berechnung der Intermodulationsverzerrungen in Frequenzmodulationssystemen zugrunde. Die einzelnen Ansätze unterscheiden sich im wesentlichen durch die Zahl der in die Rechnung einbezogenen Reihenglieder und durch die Art, die normierte Impulsantwort des Übertragungskanals darzustellen.

Die Zahl der zu berücksichtigenden Reihenglieder ist problemabhängig; es können jedoch zwei wesentliche Fälle unterschieden werden:

Frequenzmodulation mit kleinem Hub

Dieser Fall wird in /18, 19, 20/ behandelt. Es werden alle Modulationsprodukte $z_v(t)$, $v=1(1)3$ bis einschließlich dritter Ordnung erfaßt. Dabei wird also vorausgesetzt, daß bei dem gegebenen Frequenzhub und der gegebenen Bandbreite des Filters am Ausgang des Filters nur Modulationsprodukte bis höchstens dritter Ordnung auftreten. Diese Voraussetzung ist nur für kleinere Frequenzhübe erfüllt, wie sie bei Richtfunkübertragung verwendet werden.

Frequenzmodulation mit großem Hub

Ein großer Frequenzhub hat eine große Bandbreite des modulierten Signals zur Folge. Für eine verzerrungsarme Übertragung eines solchen Signals wird auch die Bandbreite der Filter entsprechend groß sein. Wenn die halbe Bandbreite des Kanalfilters größer wird als die dreifache höchste im modulierten Signal enthaltene Frequenz, so erreichen Modulationsprodukte höherer als dritter Ordnung den Demodulator und die Näherung nach /18, 19, 20/ liefert falsche Ergebnisse.

Es wäre also notwendig, bei der Berechnung von Gleichung 3.9 mehr Reihenglieder zu berücksichtigen, was jedoch einen überaus großen Aufwand bedeutet. Deshalb gibt man sich im Falle großer Frequenzhübe meist mit einer angenäherten Berechnung der Verzerrungen zufrieden, indem man alle $z_v(t)$ für $v > 1$ vernachlässigt und die Reihenentwicklung für den Logarithmus bis zum benötigten Modulationsprodukt führt. Das entspricht der Näherung

$$\ln(1+x) \approx x$$

Durch die Vernachlässigung der Funktionen $z_v(t)$ für $v > 1$ entsteht jedoch ein möglicherweise recht großer Fehler.

Ein weiteres Problem bei der Anwendung der bisher veröffentlichten analytischen Verfahren besteht beim Einführen der Übertragungsfunktion des Filters. In /18/ werden z.B. nur Netzwerke bis zum vierten Grade einschließlich exakt erfaßt. Da in Richtfunksystemen jedoch meist höhergradige Zwischenfrequenzfilter verwendet werden, werden die berechneten Intermodulationsverzerrungen nur annähernd richtig sein.

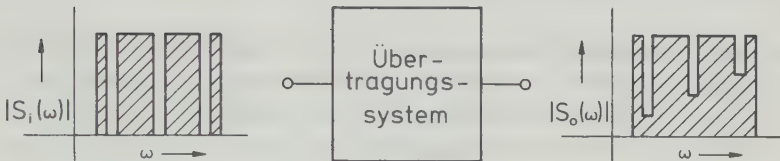
Da dieser Abschnitt nur einen Vergleich der Simulationsverfahren mit den analytischen Verfahren ermöglichen soll, wird auf eine genauere Darstellung des Weges zur Berechnung der spektralen Leistungsdichte des demodulierten Signals verzichtet.

3.2 Simulationsverfahren

Simulationsverfahren bilden reale Systeme oder gegebenenfalls Meßverfahren auf einer Rechenanlage modellhaft nach. Das Verhalten des Modells soll dem des Systems bezüglich der zu untersuchenden Eigenschaften genau gleichen. Insbesondere bei Systemen, die statistische Signale verarbeiten, ist dies oft der einzige Weg, genaue Voraussagen über das Verhalten des realen Systems zu gewinnen. Dazu berechnet man aus einer ausreichend großen Zahl von Eingangs-Modellsignalen, die statistisch ebenso wie die realen Signale verteilt sind, mit Hilfe des Modellsystems die entsprechenden Ausgangssignale, deren Mittelwert das gesuchte Ergebnis darstellt.

3.2.1 Messung der Wirkung linearer Verzerrungen

Wegen der Zufälligkeit der Kanalbelegung des Basisbandes ist es für Meßzwecke ungünstig, ein reales Multiplexsignal als Testsignal zu verwenden. Das CCITT hat deshalb ein Meßverfahren definiert, mit dem die Intermodulationsverzerrungen eines Frequenzmultiplex-Übertragungssystems reproduzierbar gemessen werden können /28/:



Als modulierendes Signal wird das in Abschnitt 2.1.3 beschriebene äquivalente Rauschsignal verwendet, in das durch Bandsperrern Lücken bei den Kanalfrequenzen eingefügt werden, bei welchen die Intermodulationsverzerrungen bestimmt werden sollen. Dabei muß sichergestellt sein, daß die Sperrdämpfung in den Lücken groß gegen die zu erwartenden Verzerrungspegel ist.

Am Ausgang des Übertragungssystems werden die Spektralanteile in den Lücken selektiv gemessen. Sie sind ein Maß für die in dem der Lückenfrequenz entsprechenden Sprachkanal auftretenden Intermodulationsverzerrungen.

3.2.2 Digitale Simulation des Meßverfahrens

Auf der im letzten Abschnitt behandelten CCITT-Empfehlung zur Messung der Intermodulationsverzerrungen bauen sämtliche Simulationsverfahren auf.

Das äquivalente Rauschsignal wird durch das in Abschnitt 2.1.4 eingeführte periodische Modellsignal simuliert, in das Lücken durch Nullsetzen einzelner oder von Gruppen benachbarter Spektrallinien eingefügt werden.

Die Intermodulationsverzerrungen bei der betreffenden Lückenfrequenz ergeben sich dann als Mittelwert aller Lückenamplituden aus M Simulationsdurchläufen mit verschiedenen Phasenwinkelsätzen. Eine Abschätzung der für eine bestimmte Genauigkeit der Ergebnisse notwendigen Zahl von Durchläufen wurde von MEDHURST/ROBERTS /5/ angegeben. Danach lassen sich ausreichend genaue, d.h. mit einer Wahrscheinlichkeit von 10^{-3} um nicht mehr als 3 dB falsche Verzerrungswerte aus nur 20 gemittelten Spektralamplituden gewinnen. Diese Untersuchungen wurden von RUTHROFF /6/ durch praktische Versuche bestätigt.

3.2.3 Ein hybrides Simulationsverfahren

Um den relativ hohen Aufwand zu verringern, der bei digitaler Simulation getrieben werden muß, wird von ANUFF, LIOU und McDONALD /22/ die Anwendung eines Hybridrechners zur Berechnung der Intermodulationsverzerrungen vorgeschlagen. Wie in Bild 3.1 dargestellt, werden die Signalgenerierung, die Demodulation und die Mittelung der Ergebnisse auf dem Digitalrechner, die Modulation und die Filterung des modulierten Signals auf dem Analogrechner durchgeführt.

Ein Frequenzmodulator läßt sich am Analogrechner recht einfach durch ein System zweiten Grades realisieren, dessen eigenfrequenzbestimmende Koeffizienten vom modulierenden Signal über Multiplizierer gesteuert werden /23/. Für die Darstellung der Filter-Übertragungsfunktionen ist der Analogrechner ein ideales Hilfsmittel /24/.

Dagegen bereitet die Demodulation am Analogrechner Genauigkeitsschwierigkeiten /23/, die durch Anwendung des Digitalrechners überwunden werden können. Ausgehend von Gleichung 3.7 ergeben sich die Intermodulationsverzerrungen als Differenz zwischen Ausgangs- und Eingangssignal: (3.10)

$$\varphi_o(t) - \varphi_i(t) = \Im \ln \{ \exp[-j\varphi_i(t)] \int_{-\infty}^{+\infty} h_{OT}(\tau) \cdot \exp[j\varphi_i(t-\tau)] d\tau \}$$

Diese Definition entspricht der bei den analytischen Verfahren verwendeten Gleichung 3.8, wenn man annimmt, daß die Modulationsprodukte erster Ordnung durch die Filterung nur wenig verzerrt werden, also

$$\varphi_i(t) \approx \varphi_{ol}(t)$$

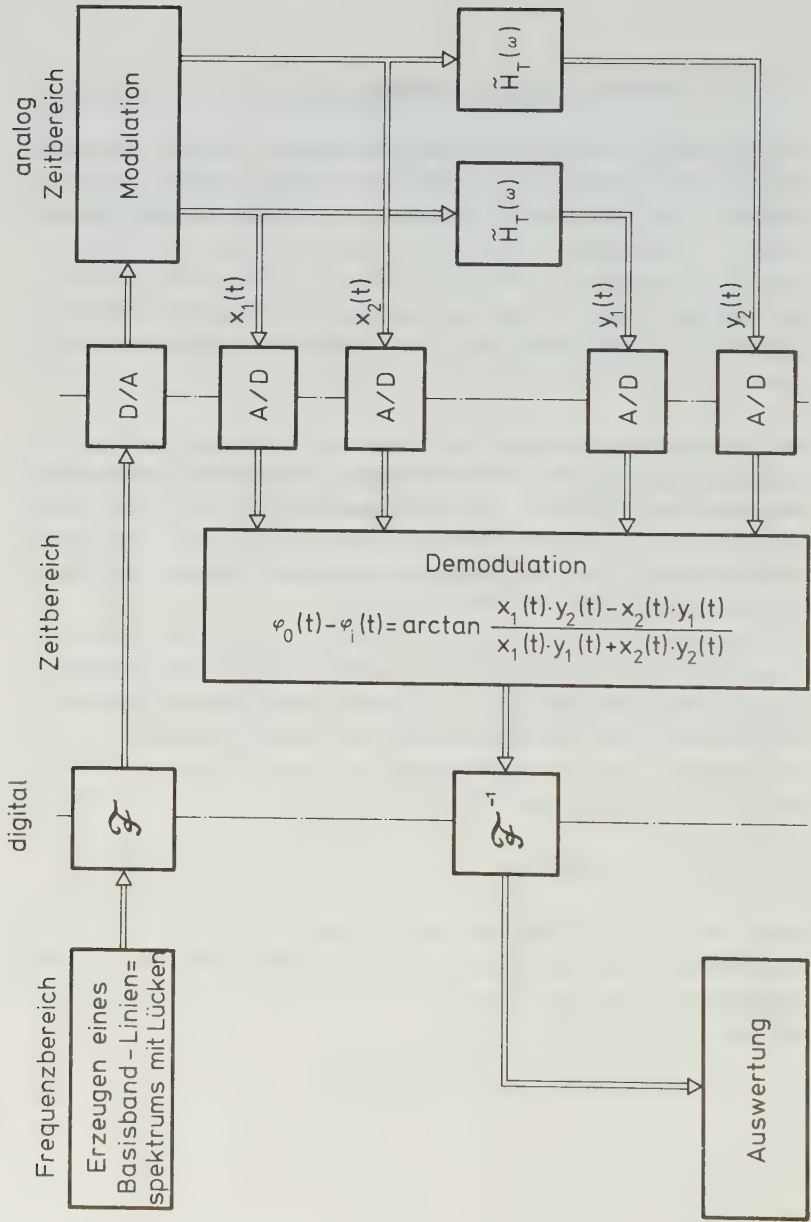


Bild 3.1: Blockdiagramm eines Simulationsdurchlaufs am Hybridrechner

Formel 3.10 kann durch Aufspalten des komplexen Ausdrucks in geschweiften Klammern umgeformt werden in

$$\varphi_0(t) - \varphi_1(t) = \arctan \frac{\Im \{ \dots \}}{\Re \{ \dots \}} \quad (3.11)$$

Dabei sind

$$\begin{aligned} \Im \{ \dots \} &= x_1(t) \cdot y_2(t) - x_2(t) \cdot y_1(t) \\ \Re \{ \dots \} &= x_1(t) \cdot y_1(t) + x_2(t) \cdot y_2(t) \end{aligned} \quad (3.12)$$

mit

$$\begin{aligned} x_1(t) &= \cos \varphi_1(t) \\ x_2(t) &= \sin \varphi_1(t) \\ y_1(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} h_{OT}(\tau) \cdot \cos[\varphi_1(t-\tau)] d\tau \\ y_2(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} h_{OT}(\tau) \cdot \sin[\varphi_1(t-\tau)] d\tau \end{aligned} \quad (3.13)$$

Der Ablauf einer Simulation ist in Bild 3.1 dargestellt. Es werden zwei modulierte Signale erzeugt, $x_1(t)$ und seine Hilbert-Transformierte $x_2(t)$. Beide Signale werden gefiltert, was eine Verdoppelung des Aufwandes für die Filtersimulation bedeutet, und es entstehen das Signal $y_1(t)$ und dessen Hilbert-Transformierte $y_2(t)$. Aus diesen beiden Zeitfunktionen kann das niederfrequente Signal nach Gleichung 3.11 zurückgewonnen werden. Nach einer Fourier-Analyse steht das Empfangsspektrum zur Auswertung zur Verfügung.

Die Gleichungen 3.11 und 3.12 lassen sich auf einem Digitalrechner leicht auswerten, wogegen die Formel 3.13 auf einem Analogrechner bequem zu programmieren ist. Da $h_{OT}(t)$ nach Gleichung 3.6 i.a. komplex ist, wird $H_T(\omega) = \mathcal{F}\{h_{OT}(t)\}$ in einer Umgebung des Durchlaßbereichs bei der Frequenz 0 durch

ein $\tilde{H}_T(\omega)$ mit der Eigenschaft

$$\tilde{H}_T(-\omega) = \tilde{H}_T^*(\omega)$$

approximiert. Damit werden $\tilde{h}_{OT}(t) = \mathcal{F}^{-1}\{\tilde{H}_T(\omega)\}$ sowie $y_1(t)$ und $y_2(t)$ reell. Eine Abschätzung des durch die Approximation entstehenden Fehlers ist in /19/ angegeben.

Die Hauptprobleme dieser Lösung liegen in den Koppelnetzwerken zwischen Analog- und Digitalteil und in der relativ geringen Genauigkeit der Modulator-Multiplizierer. Dementsprechend zeigen die veröffentlichten Simulationsergebnisse besonders bei den kleinsten Verzerrungen Abweichungen von den Meßwerten des realen Systems.

3.2.4 Simulation im Zeitbereich

Wie bei allen Simulationsverfahren dient als Eingangssignal ein Linienspektrum nach Abschnitt 2.1.4. Der von ANUFF und LIOU in /21/ beschriebene Lösungsweg im Zeitbereich berechnet die Intermodulationsverzerrungen der Ausgangsphase wie das hybride Simulationsverfahren nach Gleichung 3.10. Es wird jedoch ein anderer Ansatz für die Übertragungsfunktion des Filters gewählt, dessen Tiefpaßfunktion $H_T(\omega)$ als endliche Fourier-Reihe approximiert wird. Dieser entspricht im Zeitbereich als Impulsantwort eine Folge von Impulsen

$$h_{oT}(t) = \sum_{\lambda} (\alpha_{\lambda} - j\beta_{\lambda}) \cdot \delta_o(t - t_{\lambda}) \quad (3.14)$$

Dabei sind α_{λ} und β_{λ} Real- und Imaginärteil, t_{λ} die Verzögerung des λ -ten Echoimpulses und $\delta_o(t)$ die Dirac-Funktion. Durch Einsetzen des Ausdrucks 3.14 in die Demodulator-Gleichung 3.11 können die Abtastwerte der Ausgangsphase direkt im Zeitbereich berechnet werden. Das Ausgangssignal, die Momentanfrequenz, wird zu äquidistanten Zeitpunkten durch numerische Differentiation aus der Phasenfunktion gewonnen.

Wie aus den in Abschnitt 4.5 enthaltenen Angaben zu ersehen ist, bietet dieses Verfahren den Vorteil geringer Rechenzeiten. Nachteilig ist die Notwendigkeit einer Approximation des Filter-Frequenzgangs.

3.2.5 Simulation im Frequenzbereich

Diese Methode ist die historisch älteste, die sich der Simulation auf dem Digitalrechner bedient und wurde von MEDHURST und ROBERTS /5/ veröffentlicht. RUTHROFF /6/ hat mit diesem Verfahren praktische Genauigkeitsuntersuchungen und Verzerrungsberechnungen durchgeführt.

Der rein digitale Algorithmus ähnelt dem in Abschnitt 3.2.3 beschriebenen hybriden Simulationsverfahren, kommt jedoch ohne die Bandpaß-Tiefpaß-Transformation aus. Der Lösungsweg enthält keine Approximationen und liefert deshalb beliebig genaue Ergebnisse. Er bedient sich der Fourier-Analyse, was schon von RÖDER /25/ vorgeschlagen wurde. Seine Anwendbarkeit ist durch hohe Rechenzeiten eingeschränkt.

Das Simulationsverfahren im Frequenzbereich läßt sich grob wie folgt beschreiben /5/:

- Eingangsgröße des Verfahrens ist ein Satz zufällig gewählter Phasenwinkel $\varphi_{\lambda}, \lambda=1(1)L$, aus denen sich wie bei den anderen Simulationsverfahren das modulierende Signal berechnet:

$$\varphi_i(t) = \sum_{\lambda=1}^L \alpha_{\lambda} \cdot \cos(\lambda \omega_a t + \varphi_{\lambda})$$

Die Amplituden α_{λ} enthalten eine eventuelle Preemphase und bei Frequenzmodulation eine Abschwächung des zu übertragenden Signals um 6 dB/Oktave (vgl. Abschnitt 2.2). Zur Messung der Verzerrungen werden einige $\alpha_{\lambda} = 0$ gesetzt.

- Das modulierte Signal wird damit

$$\cos \varphi_i(t) = \sum_{\lambda=0}^{\ell L} \{c_{\lambda}^C \cdot \cos(\lambda \omega_a t) + d_{\lambda}^C \cdot \sin(\lambda \omega_a t)\}$$

und seine Hilbert-Transformierte lautet

$$\sin \varphi_i(t) = \sum_{\lambda=0}^{\ell L} \{c_{\lambda}^S \cdot \cos(\lambda \omega_a t) + d_{\lambda}^S \cdot \sin(\lambda \omega_a t)\}$$

Die Koeffizienten c_{λ} und d_{λ} werden durch Fourier-Analyse bestimmt und der Faktor ℓ wird so gewählt, daß alle Spektrallinien von höherer Ordnung als ℓL vernachlässigbar sind.

- Eine Filterung wird durch komplexe Multiplikation aller Spektralkomponenten c_{λ} , d_{λ} mit den entsprechenden Werten der Übertragungsfunktion realisiert. Die Wirkung von thermischem Rauschen kann durch komplexe Addition eines Rauschspektrums simuliert werden.
- Die Momentanfrequenz wird aus der zeitlichen Ableitung der Gleichung 3.11 berechnet.
- Als letzter Schritt werden die Verzerrungskomponenten in den Lücken durch Fourier-Analyse bestimmt und eventuell die Preemphase rückgängig gemacht.

4. Simulation mittels diskreter Fourier-Transformation

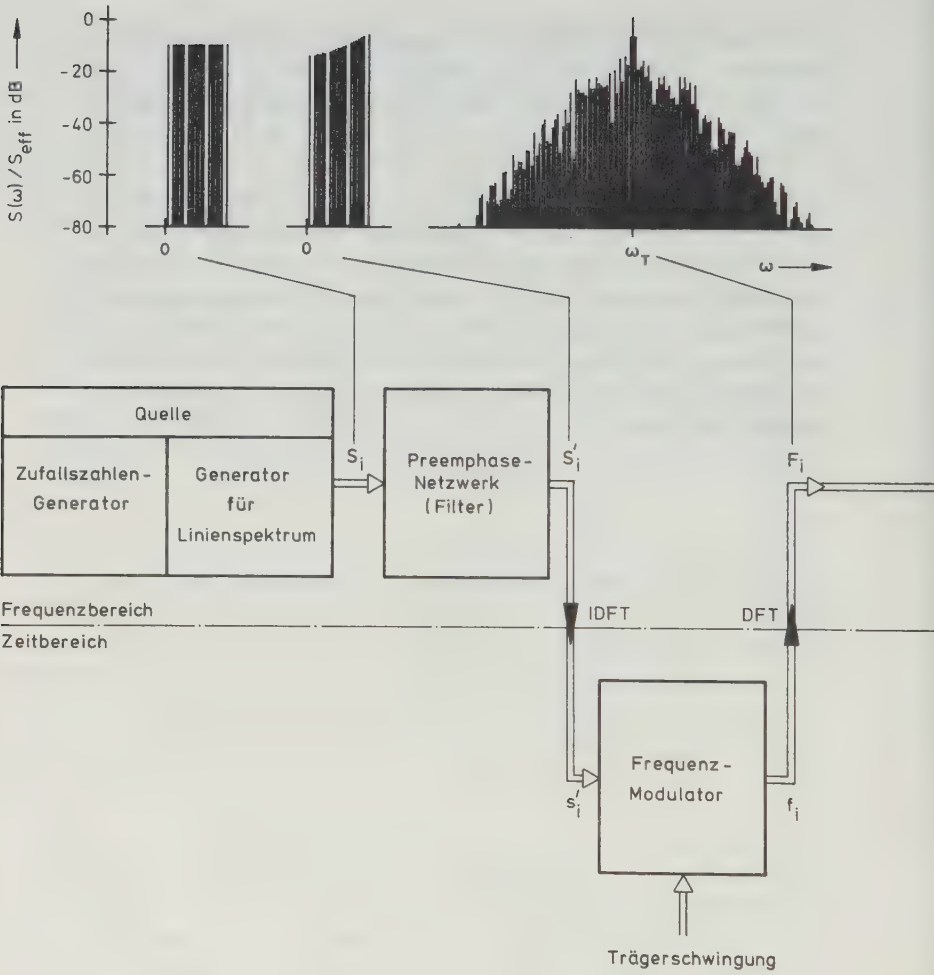
Die beiden im vorigen Kapitel beschriebenen Verfahren zur Berechnung der Intermodulationsverzerrungen haben Eigenschaften, die ihre Anwendbarkeit begrenzen. Das analytische Verfahren zeichnet sich durch geringe Rechenzeiten aus, ist jedoch im Interesse ausreichender Genauigkeit auf Übertragungssysteme mit kleinem Frequenzhub beschränkt. Die Simulationsverfahren dagegen liefern die Ergebnisse beliebiger Übertragungssysteme mit großer Genauigkeit, wobei allerdings die Rechenzeiten stark ansteigen können. Das hybride Simulationsverfahren bietet theoretisch hohe Genauigkeit bei geringen Rechenzeiten, jedoch behindern die Probleme bei der Kopplung von Digital- und Analogteil eine allgemeine Anwendung.

Ziel der Berechnung der Intermodulationsverzerrungen ist es letztlich, die Parameter des Übertragungssystems in einem Optimierungszyklus so zu verändern, daß sich ein minimales Verhältnis von Aufwand zur Leistung des realen Systems ergibt. Da die Leistungsanforderungen an Übertragungssysteme international weitgehend genormt sind, lautet die Optimierungsaufgabe, den Aufwand, d.h. die Kosten auf ein Minimum zu senken.

Die bekannten Optimierungsverfahren verfolgen meist die Strategie, den Gradienten einer Fehlerfunktion, also hier die Zu- oder Abnahme der Intermodulationsverzerrungen in Abhängigkeit von den Systemparametern zu berechnen und so ein (relatives) Minimum der Funktion zu bestimmen. Die dazu benötigten partiellen Ableitungen verlangen eine häufige Auswertung der Funktion mit verschiedenen Sätzen von Argumenten. Da auch die Rechenzeiten ein Teil des Entwurfsaufwands sind, muß an das Berechnungsverfahren für die Intermodulationsverzerrungen die Forderung gestellt werden, daß die benötigte

Rechenzeit klein bleibt. Dabei muß die Genauigkeit der berechneten Funktionswerte so groß sein, daß die Abweichungen von den Eigenschaften des realen Systems vernachlässigbar sind.

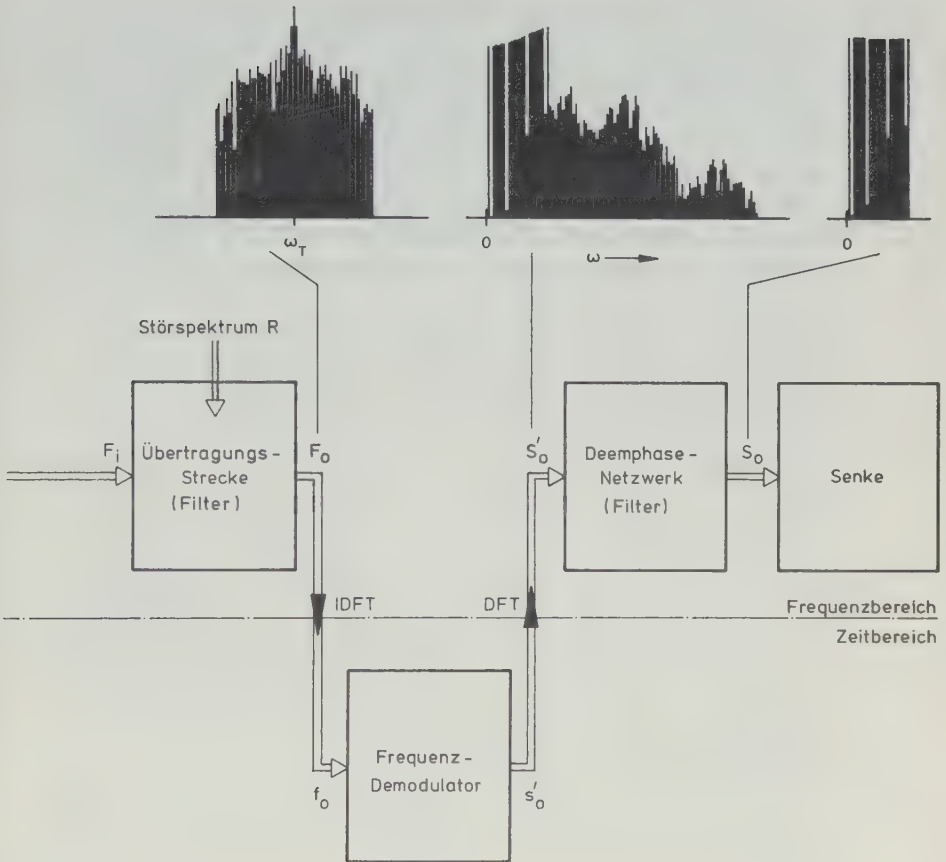
In den folgenden Abschnitten wird ein neues Simulationsverfahren beschrieben, das die genannten Forderungen nach geringer Rechenzeit bei großer Genauigkeit erfüllt. Zur Realisierung dieses Verfahrens wurde das Simulationsprogramm SDIFT (Simulation mittels diskreter Fourier-Transformation) entwickelt. Es bietet durch seinen bausteinartigen Aufbau eine große Flexibilität in der Anwendung auf verschiedene Problemstellungen.



SENDER

Bild 4.1: Blockschaltbild des Simulationssystems mittels Diskreter Fourier-Transformation.

Spektren ohne Störsignaleinspeisung bei Rechteckfilterung



EMPFÄNGER

4.1 Der Ablauf des Simulationsverfahrens

Die Grundlage dieses Verfahrens bilden die Ideen von MEDHURST und ROBERTS /5/, die in den beiden Abschnitten 2.1.4 und 3.2.5 dieser Arbeit beschrieben sind. Durch konsequente Anwendung der diskreten Fourier-Transformation (DFT) und der inversen diskreten Fourier-Transformation (IDFT) konnte jedoch eine wesentliche Verbesserung des Verfahrens im Sinne der im letzten Abschnitt aufgestellten Forderungen erreicht werden.

In Bild 4.1 ist ein Blockschaltbild des Simulationssystems einschließlich einiger Signalspektren dargestellt. Das Bild ist in zwei Bereiche entsprechend den Rechenoperationen im Frequenz- und im Zeitbereich unterteilt. Die meisten Operationen können im Frequenzbereich wesentlich schneller durchgeführt werden als im Zeitbereich. Dazu gehören das Erzeugen des Linienspektrums des modulierenden Signals, die Filteroperationen und einige im Bild nicht gezeigte Operationen wie Integration, Differentiation und Hilbert-Transformation. Die nichtlinearen Bausteine wie die Modulation, die Demodulation oder die nicht dargestellte Gleichrichtung oder Begrenzung müssen im Zeitbereich simuliert werden, wobei der Übergang zwischen beiden Bereichen durch die diskrete Fourier-Transformation realisiert wird.

Folgende Schritte müssen bei einem Simulationslauf zur Berechnung der Intermodulationsverzerrungen eines Richtfunksystems durchgeführt werden:

- Mit Hilfe eines Zufallszahlengenerators wird ein Satz von Phasenwinkeln erzeugt.
- Daraus wird ein Linienspektrum nach Abschnitt 2.1.4 berechnet, in das Lücken durch Nullsetzen der entsprechenden Spektralamplituden eingefügt werden (Abschnitt 3.2.2).

- Falls erforderlich wird dieses Spektrum mit einer Pre-emphasenfunktion multipliziert (Abschnitt 2.3.2).
- Das Spektrum wird mittels inverser diskreter Fourier-Transformation in den Zeitbereich transformiert, so daß die Frequenzmodulation durchgeführt werden kann.
- Der Übertragungskanal wird im Frequenzbereich simuliert, indem die diskreten Fourier-Transformierten des modulierten Signals und der Filter-Impulsantwort komplex multipliziert werden. Der Kanal kann aus mehreren Teilfiltern bestehen. Zusätzlich kann eine Einspeisung eines Störsignals durch komplexe Addition eines entsprechenden Linienspektrums erfolgen. Anschließend wird das linear verzerrte und eventuell gestörte Signal mittels inverser diskreter Fourier-Transformation in den Zeitbereich zurücktransformiert.
- Nach der Demodulation wird das Signal durch diskrete Fourier-Transformation wieder in den Frequenzbereich übersetzt.
- Eine Preemphase wird durch Multiplikation mit der entsprechenden Deemphasenfunktion rückgängig gemacht.

Die Spektralampplituden in den Basisband-Lücken werden über eine ausreichende Anzahl von Simulationsthroughläufen gemittelt und stellen die Intermodulationsverzerrungen bei der betreffenden Lückenfrequenz dar.

Die in Bild 4.1 als Beispiel gezeigten Spektren wurden bei einem Durchlauf des Simulationssystems, also ohne Mittelung gewonnen. Auf die Einspeisung eines Störsignals wurde verzichtet und als Filter wurde ein einfaches Rechteckfilter gewählt, womit eine ideale Bandbegrenzung realisiert ist. In den Spektren nach der Demodulation sind deutlich die von

Null verschiedenen Spektralanteile in den Lücken zu erkennen. Außerdem entsteht oberhalb der höchsten Basisbandfrequenz ein breites Band von Oberwellen, die im realen System durch einen Tiefpaß beseitigt werden und im Simulationssystem einfach unberücksichtigt bleiben.

Bei der Simulation eines Richtfunksystems mittels diskreter Fourier-Transformation können folgende prinzipielle Fehler auftreten:

- Wenn die Zahl der Spektrallinien L des modulierenden Signals zu klein gewählt wird, entsprechen dessen statistische Eigenschaften denen des äquivalenten Rauschsignals nicht genau genug (vgl. Bild 2.1).
- Eine zu geringe Zahl von Simulationsdurchläufen, über deren Verzerrungsergebnisse gemittelt wird, führt zu unsicheren Ergebnissen (vgl. Abschnitt 3.2.2 und /5/).
- Eine gegenüber den höchsten im Simulationssystem auftretenden Spektralkomponenten zu niedrig gewählte Abtastfrequenz hat falsche Simulationsergebnisse zur Folge.

Alle genannten Fehlerquellen können, wie die folgenden Abschnitte zeigen, durch richtige Wahl der Simulationsparameter beseitigt werden.

4.2 Die Bausteine des Simulationsprogramms

Dieser Abschnitt beschreibt den Aufbau der Bausteine des Simulationsprogramms im einzelnen, wobei die Voraussetzungen und Grenzen der Anwendung deutlich werden.

4.2.1 Einige grundlegende Zusammenhänge

Die eindimensionale diskrete Fourier-Transformation /33/ ordnet einer Folge von N komplexen Zahlen x_μ eine andere Folge von ebenfalls N komplexen Zahlen X_ν zu und umgekehrt, und zwar nach den Vorschriften

$$x_\mu = \frac{1}{N} \sum_{\nu=0}^{N-1} X_\nu \cdot \exp\left(-\frac{2\pi j}{N} \cdot \nu \mu\right) \quad \text{für } \mu = 0(1)N-1 \quad (4.1)$$

$$X_\nu = \sum_{\mu=0}^{N-1} x_\mu \cdot \exp\left(-\frac{2\pi j}{N} \cdot \mu \nu\right) \quad \text{für } \nu = 0(1)N-1 \quad (4.2)$$

Es wird angenommen, daß N gerade ist. Diese Arbeit verwendet nur den Spezialfall, daß die x_μ reell sind, also z.B. die Abtastwerte einer reellen Zeitfunktion bedeuten. Wenn mit X_ν^* der konjugierte komplexe Wert von X_ν bezeichnet wird, folgt aus Gleichung 4.2

$$X_\nu = X_{N-\nu}^* \quad \text{für } \nu = 0(1)N-1 \quad \text{und daraus} \\ X_0, X_{N/2} \quad \text{reell.} \quad (4.3)$$

Die X_ν können dann als Spektrum der Folge x_μ interpretiert werden.

Die Definitionsgleichungen 4.1 und 4.2 für die diskrete Fourier-Transformation und ihre Inverse haben große formale Ähnlichkeit mit den Gleichungen der Fourier-Reihenentwicklungen und der Bestimmungsgleichung ihrer Koeffizienten,

die üblicherweise als Spektrum eines periodischen Signals betrachtet werden:

$$y(t) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} Y_v \cdot \exp\left(\frac{2\pi j}{T} \cdot vt\right), \quad (4.4)$$

wobei $y(t) = y(T+t)$ periodisch in T

$$\text{mit } Y_v = \frac{1}{T} \int_0^T y(t) \cdot \exp\left(-\frac{2\pi j}{T} \cdot vt\right) dt, \quad (4.5)$$

der Spektralamplitude bei der Frequenz v/T .

Wenn man annimmt, daß die Abtastwerte x_μ an N äquidistanten Punkten aus einer Periode T der Funktion $y(t)$ entnommen wurden

$$x_\mu = y(\mu \cdot T_a)$$

mit $T_a = T/N$ Abtastperiode,

so kann man zeigen /31/, daß unter der Voraussetzung

$$Y_v \equiv 0 \quad \text{für } |v| > N/2 \quad (4.6)$$

die Beziehungen

$$\begin{aligned} X_v &= Y_v & \text{für } 0 \leq v \leq N/2-1 \\ X_v &= \Re\{Y_v\} & \text{für } v = N/2 \\ X_{N-v} &= Y_v & \text{für } -(N/2-1) \leq v < 0 \end{aligned} \quad (4.7)$$

gelten. Wenn also sichergestellt ist, daß die auf dem Digitalrechner zu simulierenden analogen Funktionen periodisch und ihre Spektren auf den Frequenzbereich

$$|\omega| < \Omega_N/2$$

mit $\Omega_N = 2\pi/T_a = 2\pi \cdot N/T$ Nyquist-Frequenz

bandbegrenzt sind, d.h. N groß genug gewählt ist, so besteht ein umkehrbar eindeutiger Zusammenhang zwischen den Abtast-

werten und den analogen Funktionen. Unter diesen beiden Bedingungen ist es insbesondere erlaubt, Operationen wie Differentiation, Integration oder Hilbert-Transformation statt an der Zeitfunktion $y(t)$ selbst ohne Fehler an ihrem durch diskrete Fourier-Transformation berechneten Spektrum X_v durchzuführen /32/. Das gleiche gilt für Faltungsoperationen, wenn beide zu faltende Funktionen die Bedingungen der Periodizität und der spektralen Begrenzung erfüllen. Diese Möglichkeiten wirken sich wesentlich auf die kurzen Rechenzeiten des Simulationsprogramms aus. Da der negative Spektralbereich ein Spiegelbild des positiven ist (Gleichungen 4.3 und 4.7), wird in den folgenden Abschnitten nur der positive Frequenzbereich betrachtet. Der negative Bereich ist jeweils entsprechend zu ergänzen.

Die beiden Bedingungen der Periodizität und der spektralen Begrenzung der auftretenden Signale lassen sich bei der Simulation von Nachrichtenübertragungssystemen leicht erfüllen, wie im folgenden am Beispiel des Frequenzmodulations-Richtfunksystems gezeigt wird, dessen Blockschaltbild in Bild 4.1 dargestellt ist.

4.2.2 Signal-Generator

Nach Abschnitt 2.1.4 besitzt das modulierende Modellsignal ein Linienspektrum der Breite $L \cdot \omega_a$, das auf einfache Weise im Frequenzbereich erzeugt werden kann. Die Kreisfrequenzen aller Linien müssen bei Vielfachen der Rasterkreisfrequenz $\Omega_a = \Omega_N/N = 2\pi/T$ liegen. Die Grundkreisfrequenz ω_a des modulierenden Signals nach Gleichung 2.2 wird deshalb als ganzzahliges Vielfaches von Ω_a , meist jedoch gleich Ω_a gewählt. Die Amplitude α aller Linien, die nicht in die Lücken zur Messung der Intermodulationsverzerrungen fallen, werden so berechnet, daß der Effektivwert des modulierenden Signals gleich 1 wird:

$$\alpha = \sqrt{2/(L-\Lambda)} \quad (4.8)$$

Dabei ist Λ die Zahl der Null gesetzten Lückenamplituden. Die Phasenwinkel φ_λ sind Pseudo-Zufallszahlen aus dem Intervall $(0, 2\pi)$.

Wenn $L < N/2$ gewählt wird, ist das am Ausgang des Generator-Programms zur Verfügung stehende Linienspektrum

$$S_i(v \cdot \Omega_a), v = 0(1)N/2$$

spektral begrenzt und hat nach Abschnitt 2.1.4 die gleichen statistischen Eigenschaften wie das nachzubildende Frequenz-multiplexsignal am Eingang eines Richtfunk-Modulationsabschnitts. Die Bedingung $L < N/2$ bedeutet jedoch keine Einschränkung, da N ohnehin viel größer gewählt werden muß; denn das Spektrum des modulierten Signals ist nach Gleichung 2.14 mehr als doppelt so breit wie das modulierende Spektrum.

4.2.3 Frequenzmodulator

Es sei zunächst angenommen, daß das Spektrum S_i des modulierenden Signals ohne Filterung durch das Preemphasis-Netzwerk direkt dem Modulator zugeführt wird, es sei also $S_i = S'_i$. Nach Gleichung 2.8 muß das einen idealen Frequenzmodulator simulierende Programm die folgende Operation im Zeitbereich durchführen:

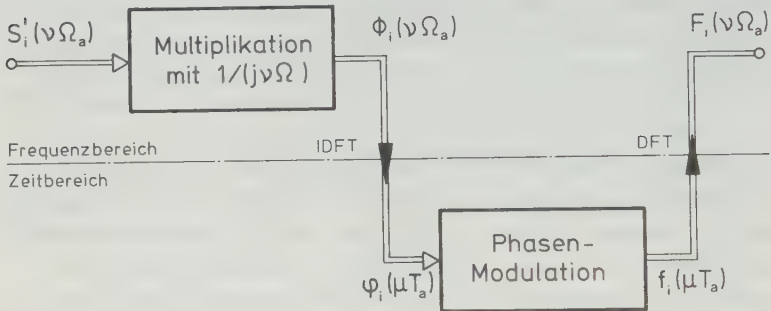
$$f_i(\mu T_a) = \sqrt{2} \cdot \cos\{\omega_T \mu T_a + 2\pi \cdot \Delta F_{\text{eff}} \int_0^{\mu T_a} s_i(\tau) d\tau\} \quad (4.9)$$

$$\text{für } \mu = 0(1)N-1$$

Der Effektivwert dieses Signals ist unabhängig vom Summenhub ΔF_{eff} konstant gleich 1. Damit das modulierte Signal $f_i(\mu T_a)$ periodisch wird, muß die Trägerkreisfrequenz ω_T ein ganzzahliges Vielfaches der Rasterkreisfrequenz Ω_a sein. Da die Wahl der Trägerkreisfrequenz auf die Berechnung der Intermodulationsverzerrungen keinen Einfluß hat, ist sie im Programm auf den Wert $(N/4)\Omega_a$ festgelegt, der in der Mitte des zur Verfügung stehenden Frequenzbereichs von 0 bis $(N/2)\Omega_a$ liegt. Durch diese Annahme ist der Wert des ersten Summanden in der geschweiften Klammer von Gleichung 4.9 ein ganzzahliges Vielfaches von $\pi/2$, was die Rechengenauigkeit wesentlich steigert.

Zur Berechnung des zweiten Summanden muß das modulierende Signal $s_i(\mu T_a)$ integriert werden. Da S_i schon im Frequenzbereich vorliegt, wird die Integration durch komplexe Multiplikation der Spektralkomponenten $S_i(v \cdot \Omega_a)$, $v = 1(1)N/2$ mit dem Faktor $1/(jv\Omega_a)$ realisiert. Dabei wird angenommen, daß der Gleichanteil $S_i(0)$ verschwindet, also $\omega_{\min} > 0$. Nachdem das Spektrum mit Hilfe der inversen diskreten Fourier-Transformation in den Zeitbereich transformiert wurde, lassen sich die N Abtastwerte des modulierten Signals $f_i(\mu T_a)$

nach Gleichung 4.9 durch Berechnen der Cosinus-Funktion gewinnen. Zur Simulation eines Phasenmodulators wird die Multiplikation mit $1/(j\nu\Omega_a)$ (Integration) einfach weggelassen. Es ergibt sich folgendes Blockschaltbild des idealen Frequenzmodulators:



Das modulierte Signal f_i ist periodisch, da sowohl die Trägerfrequenz als auch sämtliche im modulierten Signal enthaltenen Frequenzen Vielfache derselben Rasterfrequenz $\Omega_a/2\pi$ sind. Das zugehörige Spektrum $F_i(\nu \cdot \Omega_a)$, $\nu = 0(1)N/2$ hat oberhalb und unterhalb des Trägers Seitenbänder, die nach Abschnitt 2.2.2 abhängig von der Breite des modulierenden Spektrums und vom Summenhub mit wachsendem Abstand vom Träger rasch kleiner werden. Wenn durch genügend große Wahl von N dafür gesorgt wird, daß die Einhüllende des Modulationsspektrums außerhalb des Frequenzbereichs 0 bis $(N/2)\Omega_a$ Werte besitzt, die kleiner als die relative Genauigkeit der Zahlendarstellung der Rechenanlage (z.B. 10^{-11}) sind, so ist sichergestellt, daß das aus f_i mittels diskreter Fourier-Transformation berechnete Spektrum F_i höchstens mit einem Fehler behaftet ist, der kleiner als der Rundungsfehler der Rechenanlage ist. Weitere Angaben über die Wahl von N im konkreten Simulationsfall enthalten die Abschnitte 4.5 und 5.3. Das modulierte Signal $f_i(\mu T_a)$, $\mu = 0(1)N-1$ ist also sowohl periodisch als auch (näherungsweise) bandbegrenzt.

4.2.4 Filter

Die Ausgangsfunktion $f_o(t)$ eines linearen Systems mit der Impulsantwort $h_o(t)$, das von einer Eingangsfunktion $f_i(t)$ gespeist wird, berechnet sich im Zeitbereich als Faltungsintegral

$$f_o(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_o(\tau) \cdot f_i(t-\tau) d\tau \quad (4.10)$$

Diese Aufgabe kann bekanntlich auch im Frequenzbereich als Multiplikation der Fourier-Transformierten $F_i(\omega) = \mathcal{F}\{f_i(t)\}$ und $H(\omega) = \mathcal{F}\{h_o(t)\}$ durchgeführt werden:

$$F_o(\omega) = H(\omega) \cdot F_i(\omega) \quad (4.11)$$

Die Ausgangsfunktion ergibt sich durch inverse Fourier-Transformation

$$\begin{aligned} f_o(t) &= \mathcal{F}^{-1}\{F_o(\omega)\} \\ &= \mathcal{F}^{-1}\{H(\omega) \cdot F_i(\omega)\} \end{aligned} \quad (4.12)$$

Diese analoge Operation soll durch ein digitales Modell mit Hilfe der diskreten Fourier-Transformation simuliert werden. Als Eingangssignal dient das Ausgangssignal des Modulator-Bausteins (Abschnitt 4.2.3)

$$f_i(\mu T_a), \quad \mu = 0(1)N-1$$

Unter der Voraussetzung der Periodizität und (näherungsweise) spektralen Begrenzung von $f_i(t)$ gilt dann im Frequenzbereich die Beziehung /33/

$$F_i(v\Omega_a) = \text{DFT}\{f_i(\mu T_a)\}$$

wobei die $F_i(v\Omega_a)$, $v = 0(1)N/2$ die Abtastwerte von $F_i(\omega) = \mathcal{F}\{f_i(t)\}$ sind.

Da i.a. weder $h_o(t)$ periodisch noch seine Fourier-Transformierte $H(\omega) = \mathcal{F}\{h_o(t)\}$ bandbegrenzt sind, kann die Simulation nur näherungsweise erfolgen. Wenn man berücksichtigt, daß in Gleichung 4.11 einerseits das Eingangsspektrum $F_i(\omega)$ näherungsweise auf das Intervall $(\omega_T - N/4 \cdot \Omega_a, \omega_T + N/4 \cdot \Omega_a)$ bandbegrenzt ist und andererseits die Übertragungsfunktion des Kanals $H(\omega)$ üblicherweise Bandpaß-Charakter hat, so entsteht durch Ersetzen von $H(\omega)$ durch die Übertragungsfunktion

$$\tilde{H}(\omega) = H(\omega) \cdot H_I(\omega) \quad (4.13)$$

mit der Übertragungsfunktion eines idealen Bandpasses

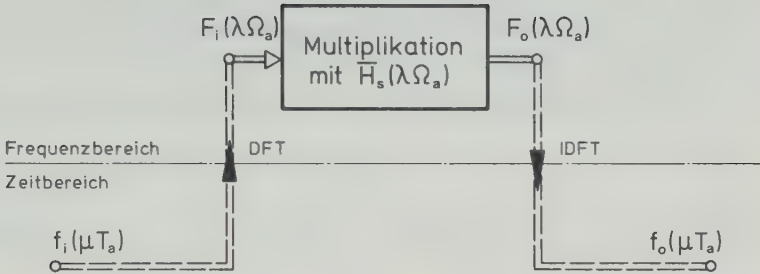
$$H_I(\omega) = \begin{cases} 1 & \text{für } \omega_T - N/4 \cdot \Omega_a \leq \omega \leq \omega_T + N/4 \cdot \Omega_a \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (4.14)$$

nur ein vernachlässigbar kleiner Fehler.

Wegen der im Simulationsprogramm auf $(N/4)\Omega_a$ festgelegten Trägerkreisfrequenz ergeben sich die Abtastwerte der in SDIFT verwendeten diskretisierten Übertragungsfunktion $\tilde{H}_S(\lambda\Omega_a)$, $\lambda = 0(1)N/2$ durch eine Verschiebung

$$\tilde{H}_S(\lambda\Omega_a) = \tilde{H}[\omega_T + (\lambda - N/4) \cdot \Omega_a] \quad (4.15)$$

Der Filter-Baustein hat somit den auf der nächsten Seite gezeigten Aufbau, wobei die schon im Modulator-Baustein enthaltenen bzw. erst im Demodulator-Baustein durchgeführten Transformationen gestrichelt eingezeichnet sind.

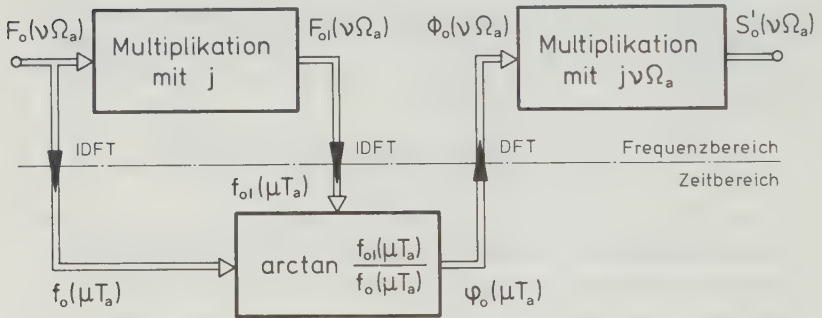


$$f_o(\mu T_a) = \text{IDFT}\{\bar{H}_s(\lambda \Omega_a) \cdot \text{DFT}\{f_i(\mu T_a)\}\} \quad (4.16)$$

Die Impulsantwort des Filters geht also in die Simulation nicht ein, das System wird beschrieben durch die Abtastwerte der Übertragungsfunktion im Bereich signifikanter Amplituden des zu filternden Modulationssignals. Da das System linear und zeitinvariant ist, ist das Ausgangssignal $f_o(\mu T_a)$ ebenso wie das Eingangssignal $f_i(\mu T_a)$ periodisch und (näherungsweise) spektral begrenzt.

4.2.5 Frequenzdemodulator

Dieser Abschnitt beschreibt einen Algorithmus zur Simulation eines idealen Frequenzdemodulators, der sich aus einem idealen Phasendemodulator und einem nachgeschalteten Differenzierer zusammensetzt. Der in SDIFT verwendete Baustein hat folgendes Blockschaltbild, das anschließend erläutert wird:



Die Phase $\varphi_o(t)$ eines Signals $f_o(t)$ kann wie folgt berechnet werden /54, 23/: Das modulierte und eventuell verzerrte oder gestörte Signal $f_o(t)$ sei als Realteil $f_{oR}(t)$ einer analytischen Funktion $f_{oa}(t)$ angesetzt

$$f_o = f_{oR} = |f_{oa}| \cdot \cos \varphi_o$$

Der zugehörige Imaginärteil

$$f_{oI} = |f_{oa}| \cdot \sin \varphi_o = \mathcal{H}\{f_{oR}\}$$

ist die Hilbert-Transformierte von f_{oR} , die definiert ist als

$$\mathcal{H}\{f_{oR}(t)\} = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{f_{oR}(\tau)}{t-\tau} d\tau$$

Die analytische Funktion wird damit

$$\begin{aligned} f_{oa} &= f_o + j \cdot \mathcal{H}\{f_o\} \\ &= \sqrt{f_o^2 + \mathcal{H}^2\{f_o\}} \cdot \exp\left\{j \cdot \arctan \frac{\mathcal{H}\{f_o\}}{f_o}\right\} \end{aligned}$$

und ihre Phase bildet das gesuchte Ausgangssignal

$$\varphi_o(t) = \arctan \frac{\mathcal{H}\{f_o(t)\}}{f_o(t)} \quad (4.17)$$

Dieses Ergebnis stimmt in anderer Bezeichnung mit der Formel 3.11 überein. Da am Ausgang des Filter-Bausteins (Abschnitt 4.2.4) das Spektrum $F_o(\omega) = \mathcal{F}\{f_o(t)\}$ vorliegt, ist es günstig, die Hilbert-Transformierte

$$\mathcal{H}\{f_o(t)\} = \mathcal{F}^{-1}\{-j \operatorname{sgn}(\omega) \cdot F_o(\omega)\} \quad (4.18)$$

im Frequenzbereich zu berechnen. Das Simulationssystem SDIFT realisiert die Operation im wesentlichen durch Vertauschen von Real- und Imaginärteil von $F_o(v\Omega_a)$:

$$\operatorname{Im}\{F_{oI}(v\Omega_a)\} := \operatorname{Re}\{F_o(v\Omega_a)\}$$

$$\operatorname{Re}\{F_{oI}(v\Omega_a)\} := -\operatorname{Im}\{F_o(v\Omega_a)\}$$

$$\text{für } v = 0(1)N/2$$

Das Spektrum $F_{oI}(v\Omega_a)$ ist selbstverständlich ebenso wie $F_o(v\Omega_a)$ bandbegrenzt, so daß sich durch inverse diskrete Fourier-Transformation die richtigen Abtastwerte von $f_{oI}(t)$ ergeben

$$f_{oI}(\mu T_a) = \operatorname{IDFT}\{F_{oI}(v\Omega_a)\}$$

Anschließend wird die Phase $\varphi_o(\mu T_a)$ nach Gleichung 4.17 berechnet.

Das Ausgangssignal $s_o(t)$ des Frequenzdemodulators ergibt sich durch Differenzieren der Phase $\varphi_o(t)$, deren Spektrum $\phi_o(\omega)$ mittels diskreter Fourier-Transformation berechnet wird. Diese Operation erfolgt exakt unter der Bedingung, daß die Frequenzen aller durch das nicht ideale Übertragungssystem erzeugten Spektralkomponenten von $\phi_o(\omega)$, deren Amplituden größer als die relative Genauigkeit der Rechenanlagen-Zahlendarstellung sind, kleiner als die halbe Nyquist-Frequenz $\Omega_N/2 = (N/2)\Omega_a$ sind. Wenn N dementsprechend gewählt wird, ist das durch diskrete Simulation berechnete Spektrum $\phi_o(v\Omega_a)$, $v = 0(1)N/2$ bis auf die Rechenanlagen-Genauigkeit richtig.

Das Ausgangsspektrum des Frequenzdemodulators

$$S_o(v\Omega_a) = jv\Omega_a \cdot \phi_o(v\Omega_a)$$

$$\text{für } v = 0(1)N/2$$

wird aus $\phi_o(v\Omega_a)$ durch Multiplikation mit $jv\Omega_a$ gewonnen. Es ist unter der Voraussetzung einer genügend großen Wahl von N bis auf die Rechenanlagen-Genauigkeit richtig.

4.2.6 Pre- und Deemphase

Die Simulation der Pre- und Deemphase-Netzwerke wird mit demselben Simulationsprogramm durchgeführt wie die Filterung des modulierten Signals (Abschnitt 4.2.4). Die Voraussetzungen sind in beiden Fällen erfüllt:

Das Eingangssignal $s_i(t)$ des Preemphasenglieds ist periodisch und spektral begrenzt. Da es sich um ein lineares zeitinvariantes System handelt, ist auch das Ausgangssignal $s_i'(t)$ periodisch und bandbegrenzt.

Das Ausgangssignal des Demodulators $s_o'(t)$, mit dem das Deemphase-Netzwerk gespeist wird, ist periodisch und (näherungsweise) bandbegrenzt und damit wegen der Linearität und Zeitinvarianz auch das Deemphase-Ausgangssignal $s_o(t)$.

4.3 Verifizierung

Nachdem die Bausteine des Simulationssystems SDIFT detailliert beschrieben sind, sollen im folgenden zunächst einige veröffentlichte Problemlösungen mit den durch SDIFT gewonnenen Ergebnissen verglichen werden.

4.3.1 Filterung eines frequenzmodulierten Signals durch einen Bandpaß

RUTHROFF gibt in /6/ zwei mit dem Verfahren nach MEDHURST und ROBERTS (/5/ und Abschnitt 3.2.5) berechnete Beispiele an, die mit Messungen von BODTMANN /26/ an realen Übertragungssystemen verglichen wurden. Auf diese Weise kann festgestellt werden, ob das zur Simulation verwendete Modellsystem das reale System genau genug nachbildet.

Das erste Beispiel behandelt eine mit einem sinusförmigen Signal frequenzmodulierte Trägerschwingung, die durch einen Bandpaß linear verzerrt wird, dessen Übertragungsfunktion in einer Umgebung der Trägerkreisfrequenz ω_T durch

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j \frac{\omega - \omega_T}{\omega_g}} \quad (4.19)$$

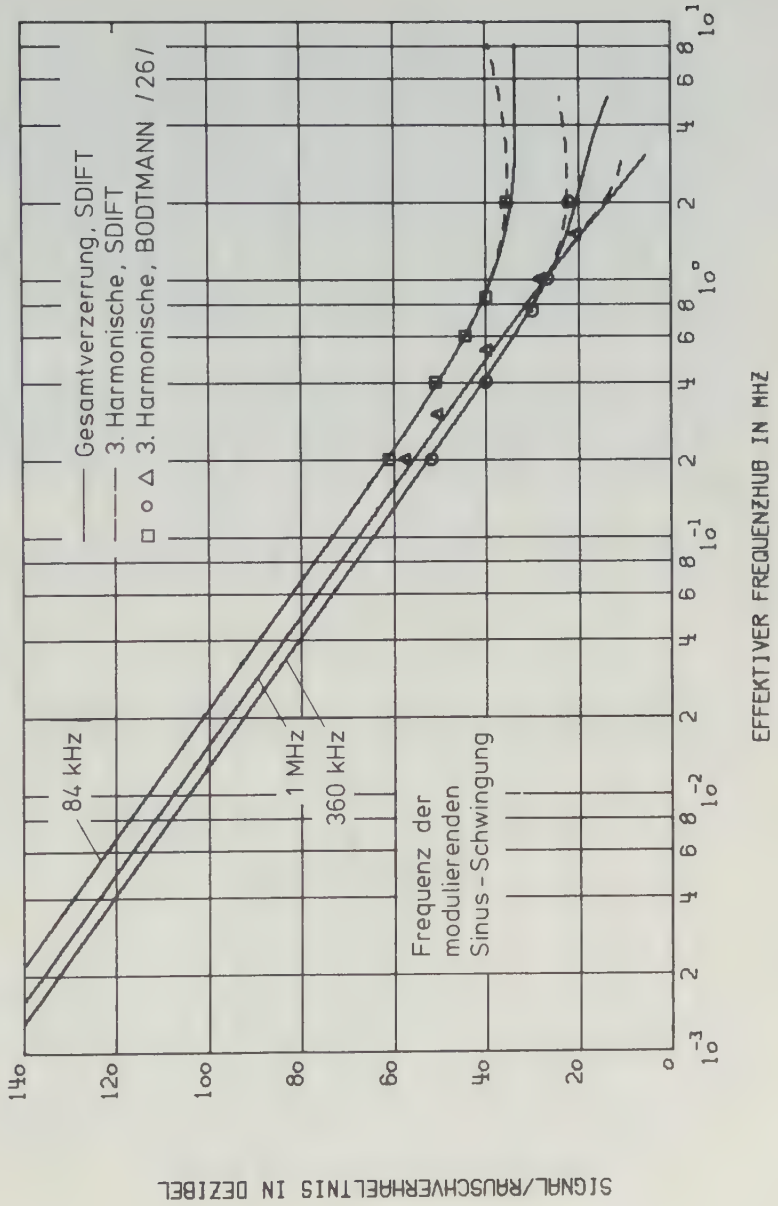
mit $\omega_g = 3$ dB-Grenzfrequenz

gegeben ist. Eine Vorverzerrung wird nicht durchgeführt. Die mit SDIFT berechneten Verhältnisse der Nutzsignalamplitude $S_O(\Omega_a)$ zum Verzerrungsanteil dritter Ordnung $S_O(3\Omega_a)$ sind in Bild 4.2 über dem effektiven Frequenzhub aufgetragen (gestrichelte Linien). Alle geradzahligen Harmonischen von $S_O(\Omega_a)$ sind wegen der Symmetrie der Übertragungsfunktion $H(j\omega)$ zur Trägerkreisfrequenz ω_T gleich Null. Parameter der Kurvenschar ist die Frequenz $\Omega_a/2\pi$ der modulierenden Sinusschwingung. Die Bandbreite $2\omega_g$ des Filters bleibt fest. Die gezeigten Kurven stimmen mit den von RUTHROFF berechneten und den von BODTMANN gemessenen Kurven genau überein. Zusätzlich ist in Bild 4.2 ausgezogen das Verhältnis des Nutzsignals zur gesamten Verzerrung

$$S_O(\Omega_a) / \sqrt{\sum_{v=3}^{N/2} S_O(v\Omega_a)}$$

eingetragen. Man sieht, daß die höheren als dritten

BILD 4.2: BANDPASS-FILTRIERUNG EINES SINUSFÖRMIG FREQUENZMODULIERTEN SIGNALS



Harmonischen erst bei effektiven Frequenzhuben, die größer als etwa 2 MHz sind, wesentliche Amplituden haben. Außerdem fällt auf, daß sich die Kurven für die Modulationsfrequenzen 360 kHz und 1 MHz bei einem Hub von etwas mehr als 1 MHz schneiden. Die Ursache für das stärkere Abfallen der 1 MHz-Kurve bei großen Frequenzhuben liegt in dem großen Abstand der Seitenband-Spektrallinien des modulierten Signals von 1 MHz bezogen auf die 3 dB-Bandbreite des Filters von 1,223 MHz.

Das zweite Beispiel verwendet das gleiche Übertragungssystem mit dem Bandpaß nach Gleichung 4.19. Modulierendes Signal ist jedoch ein Rauschsignal, das in SDIFT durch ein Linienspektrum nach Abschnitt 2.1.4 nachgebildet wird:

$$S_i(v\Omega_a) = \begin{cases} \alpha & \text{für } v = 1(1)50, \text{ aber } v \neq \kappa \\ 0 & \text{für } v = 0, v = \kappa \text{ und } v = 51(1)N/2 \end{cases}$$

$$\text{mit } \Omega_a/2\pi = 19,6 \text{ kHz}$$

$$\text{und } \alpha = \sqrt{2/(50-6)} \quad \text{nach Gleichung 4.8}$$

In dieses Spektrum werden 6 Lücken durch Nullsetzen der Spektralampplituden bei folgenden Frequenzen $\kappa \cdot \Omega_a$ eingefügt:

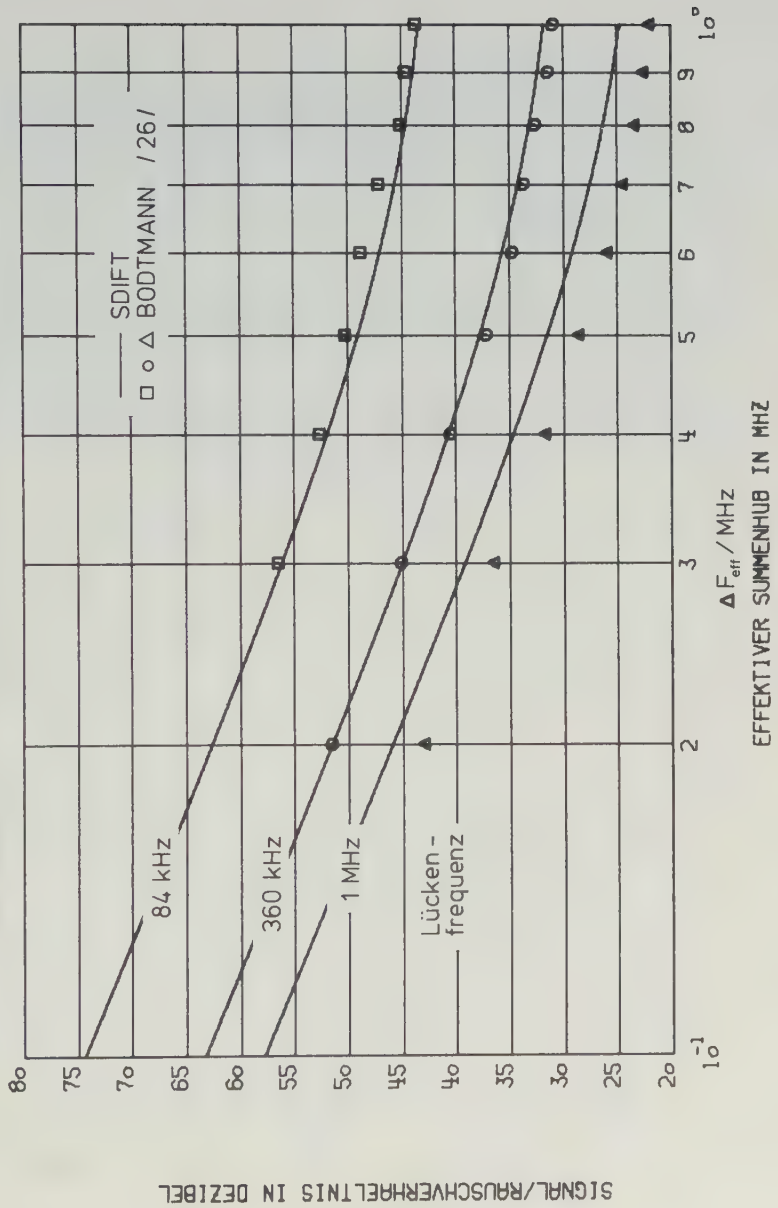
$$\begin{array}{ll} 4 \Omega_a & \text{entsprechend } 84 \text{ kHz bei BODTMANN /26/} \\ 5 \Omega_a & \end{array}$$

$$\begin{array}{ll} 17 \Omega_a & \text{entsprechend } 360 \text{ kHz} \\ 19 \Omega_a & \end{array}$$

$$\begin{array}{ll} 49 \Omega_a & \text{entsprechend } 1 \text{ MHz} \\ 50 \Omega_a & \end{array}$$

Der Mittelwert der nach dem Demodulator bei den beiden Frequenzen einer Lücke auftretenden Amplituden wird als Maß für die Verzerrungen bei der angegebenen Frequenz angesehen. Die über 80 Simulationsläufe gemittelten Verzerrungswerte wiederum ergeben das Intermodulationsgeräusch bei der entsprechenden Basisband-Frequenz. Als Bezugswert wird die Amplitude α

BILD 4.3: BANDPASS-FILTERUNG EINES MIT RAUSCHEN FREQUENZMODULIERTEN SIGNALS
MITTELWERTE AUS 80 SPEKTREN MIT 50 LINIEN



SIGNAL/RAUSCHVERHÄLTNIS IN DEZIBEL

der Spektrallinien des Eingangssignals verwendet. Bild 4.3 zeigt die mit SDIFT berechneten Signal/Rauschverhältnisse über dem effektiven Summenhub. Sie stimmen mit den BODTMANN- und den RUTHROFF-Werten bei einer maximalen Abweichung von etwa 3 dB überein.

ANUFF, LIOU und McDONALD /22/ haben dasselbe Beispiel mit dem hybriden Simulationssystem durchgerechnet. Ihre Ergebnisse weichen in Bereichen kleiner Verzerrungen etwas mehr von den Meßwerten ab, was wahrscheinlich auf Schwierigkeiten bei der Kopplung von Analog- und Digitalteil zurückzuführen ist.

4.3.2 Verzerrung eines mit Rauschen frequenzmodulierten Signals durch ein einzelnes Echo

ANUFF und LIOU haben mit ihrem auf solche Aufgabenstellungen zugeschnittenen Simulationsverfahren im Zeitbereich (siehe /21/ und Abschnitt 3.2.4) als Beispiel den Störeinfluß eines einzelnen Echos auf ein mit Rauschen frequenzmoduliertes Signal untersucht. Die Impulsantwort des Beispielsystems ist gegeben durch

$$h_o(t) = \delta_o(t) + \alpha_1 \cdot \delta_o(t-t_1)$$

mit der Echo-Amplitude $\alpha_1 = 0,01$

und der Echo-Verzögerung $t_1 = 0,68 \text{ nsec}$

Es wird die folgende einfache Preemphasenfunktion angewandt

$$|H(\rho)|^2 = c_0 + c_2 \rho^2$$

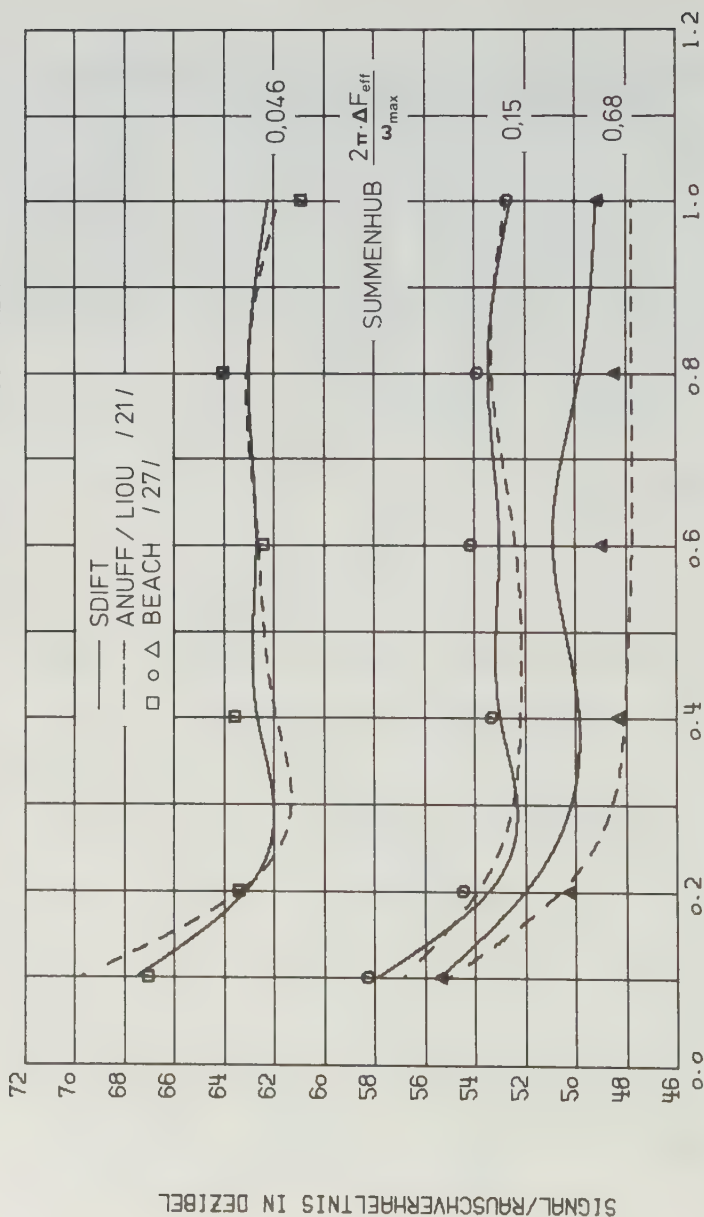
mit $c_0 = 1$ und $c_2 = 15$

Das modulierende Signal besitzt ein Spektrum aus 50 Linien nach Abschnitt 2.1.4. Sechs Lücken zur Berechnung der Intermodulationsverzerrungen sind bei den normierten Frequenzen

$$\rho = 0,1; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8; 1,0$$

eingefügt. Bild 4.4 zeigt die Kurven der Signal/Rauschverhältnisse am Ausgang, die durch Interpolation aus den über 100 Simulationsläufen gemittelten Lückenamplituden berechnet wurden, über der normierten Basisband-Frequenz ρ . Parameter ist der auf die höchste Basisband-Frequenz $\omega_{\max}/2\pi$ bezogene effektive Summenhub ΔF_{eff} . Als Vergleichswerte für die mit SDIFT berechneten Simulationsergebnisse (ausgezogene Linien) dienen einige aus Abbildung 1 in /21/ entnommene Werte: Die mit dem Simulationsverfahren im Zeitbereich gewonnenen Ergebnisse sind interpoliert als gestrichelte Kurven in Bild 4.4 eingetragen und die nach theoretischen Untersuchungen von BENNETT, CURTIS, RICE /35/ und BEACH /27/ berechneten Werte werden durch Meßpunkte dargestellt.

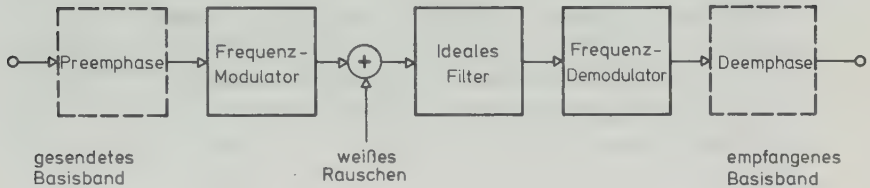
BILD 4.4: INTERMODULATIONSGERÄUSCH ERZEUGT DURCH EIN EINZELNES ECHO
MITTELWERTE AUS 100 SPEKTREN MIT 50 LINIEN



FREQUENZ NORMIERT AUF DIE OBERSTE BASISBANDFREQUENZ

4.3.3 Störung eines frequenzmodulierten Signals durch weißes Rauschen

Es wird folgendes Übertragungssystem betrachtet:



In diesem System soll das niederfrequente Signal/Rauschverhältnis am Ausgang in Abhängigkeit vom Signal/Rauschverhältnis am Empfängereingang berechnet werden.

Für große hochfrequente Signal/Rausch-Leistungsverhältnisse $P_S/P_R (> 10 \text{ dB})$ ist der gesuchte Zusammenhang z.B. bei CROSBY /29/ analytisch angegeben:

$$\left(\frac{P_S}{P_R} \right)_{NF} = 3 \left(\frac{B_{HF}}{2 \cdot B_{NF}} \right)^3 \left(\frac{P_S}{P_R} \right)_{HF} \quad (4.20)$$

B_{HF} Bandbreite des modulierten Signals
am Eingang des Demodulators

B_{NF} Bandbreite des niederfrequenten Signals

Das niederfrequente Verhältnis der Signal- zur Rauschleistung wird also gegenüber dem hochfrequenten vergrößert, wenn für das modulierte Signal eine größere Bandbreite im Vergleich zum niederfrequenten Signal investiert wird, wenn also ein größerer Frequenzhub angewendet wird. Unterhalb des genannten Schwellenwertes von etwa 10 dB gilt Gleichung 4.20 nicht mehr, sie liefert zu große Werte. Dieser Bereich wurde von RICE /30/

theoretisch untersucht, und zwar sowohl ohne Modulation als auch bei sinusförmigem Modulationssignal. Es ergeben sich relativ komplizierte Formeln, die für $(P_S/P_R)_{HF} \rightarrow \infty$ auf die Gleichung 4.20 führen.

Im folgenden werden drei Simulationsversuche beschrieben, denen das modulierende Signal gemeinsam ist. Es besteht aus 100 Spektrallinien gleicher Amplituden und zufällig gewählter Phasenwinkel. Das Verhältnis der höchsten zur niedrigsten Frequenz beträgt $\omega_{\max}/\omega_{\min} = 100$. Drei Linienpaare bei den Frequenzen

15 Ω	
16 Ω_a	entsprechend $\rho = 0,155$
50 Ω	
51 Ω_a	entsprechend $\rho = 0,505$
99 Ω	
100 Ω_a	entsprechend $\rho = 0,995$

sind Null gesetzt, damit auf der Empfangsseite das niederfrequente Signal/Rauschverhältnis bestimmt werden kann. Der verwendete Summenhub entspricht dem des genormten 1800 Kanal-Richtfunksystems (siehe Tabelle 2.1) und ist konstant gleich $\Delta F_{\text{eff}} = 0,13 \cdot \omega_{\max} / 2\pi$.

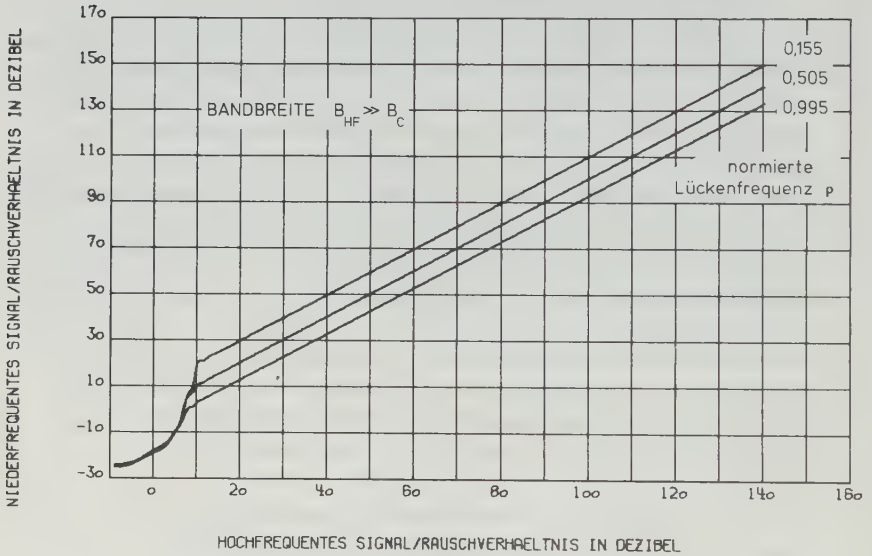
Das additiv zum modulierten Signal zugefügte weiße Rauschsignal wird durch ein Linienspektrum nach Abschnitt 2.1.4 simuliert. Seine Bandbreite wird wesentlich größer als die CARSON-Bandbreite des frequenzmodulierten Spektrums gewählt, so daß die Eigenschaften weißen Rauschens bezüglich des gestörten Signals hinreichend genau nachgebildet sind. Der für das Rauschspektrum verwendete Satz von Phasenwinkeln ist von dem für die Simulation des äquivalenten Rauschsignals verwendeten Satz statistisch unabhängig. Die Werte des niederfrequenten Signal/Rauschverhältnisses werden als Mittelwerte aus 20 Durchläufen des Simulationsprogramms gewonnen.

In Bild 4.5 ist das Ergebnis des ersten Versuchs dargestellt. Das Übertragungssystem besteht nur aus dem Modulator, der veränderlichen Rauscheinpeisung und dem Demodulator. Die Bandbreite des idealen Filters ist endlich, aber groß gegen die Bandbreite des modulierten Signals. Man erkennt, daß für größere Abszissenwerte als etwa 10 dB das hochfrequente und das niederfrequente Signal/Rauschverhältnis einander proportional sind. In der mittleren Basisband-Lücke ($\rho = 0,505$) sind die beiden Signal/Rauschverhältnisse fast gleich. In der unteren Lücke ($\rho = 0,155$) dagegen ist bei gleichem Hub die Modulationsfrequenz kleiner, also der bandbreitebestimmende Modulationsindex größer. Dementsprechend ist das niederfrequente Signal/Rauschverhältnis größer als das hochfrequente, d.h. bei den niedrigen Basisbandfrequenzen wird der Störeinfluß bei der Demodulation verringert.

Bild 4.5 enthält eine Ausschnitt-Vergrößerung des Abszissenbereichs kleiner als 20 dB. Eine Gegenüberstellung der wegen des dort verwendeten sinusförmigen Modulationssignals nicht ohne weiteres vergleichbaren Ergebnisse von RICE /30/ ergibt, daß die Kurven bis auf die Feinstruktur übereinstimmen. Diese ist auf das hier verwendete breitbandige Modulationssignal zurückzuführen.

Im zweiten Versuch wird ein von MEDHURST und ROBERTS /5/ eingeführtes Modell verwendet. Es unterscheidet sich von dem des ersten Versuchs durch eine verringerte Bandbreite des idealen Filters auf $B_{HF} = 4 \cdot B_{NF} = 4 \cdot \omega_{\max} / 2\pi$. Die Ergebnisse sind gestrichelt in Bild 4.6 dargestellt. Gegenüber Versuch 1 zeigen sich bei kleinen und bei großen hochfrequenten Signal/Rauschverhältnissen charakteristische Unterschiede. Die konstanten niederfrequenten Signal/Rauschverhältnisse bei großen hochfrequenten Signal/Rauschverhältnissen sind auf den in diesem Bereich gegenüber den Rauschstörungen größeren Einfluß der

BILD 4-5: EINFLUSS VON RAUSCHSTÖRUNGEN BEI FREQUENZMODULATION
MITTELWERTE AUS 20 SPEKTREN MIT 100 LINIEN



RAUSSCHNITT-VERGROESSERUNG

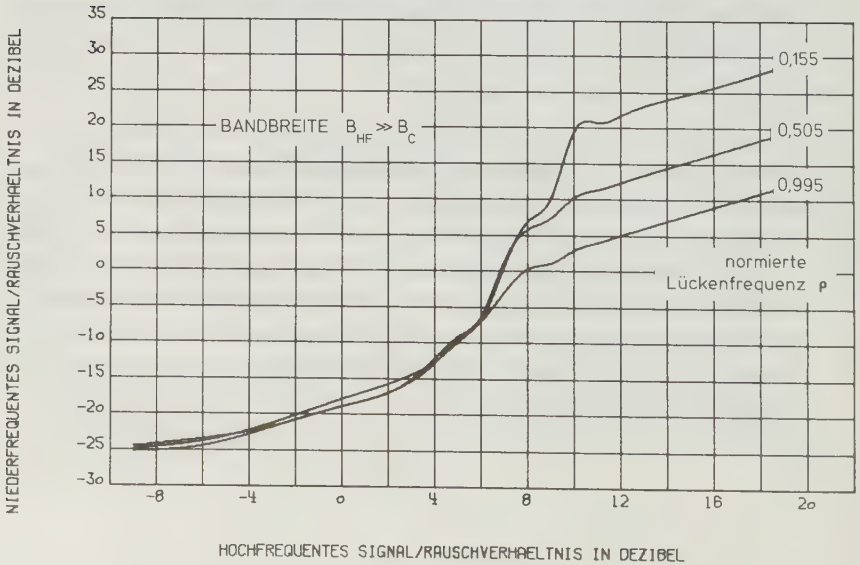
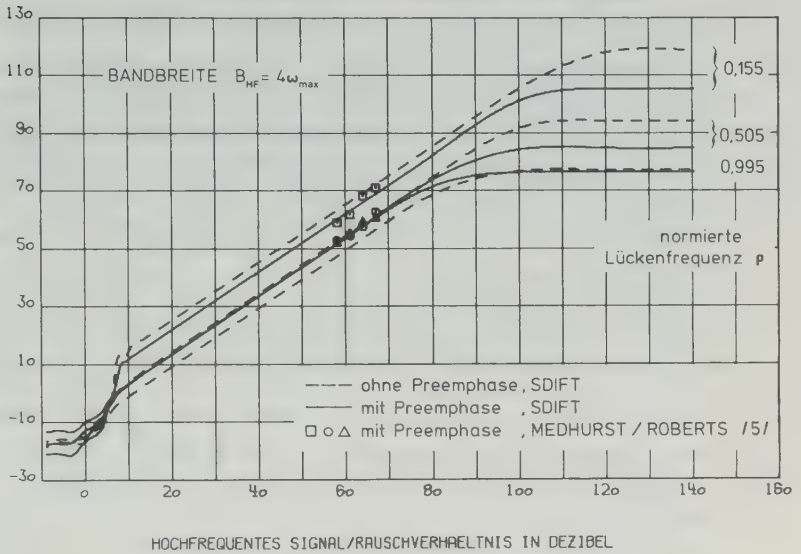


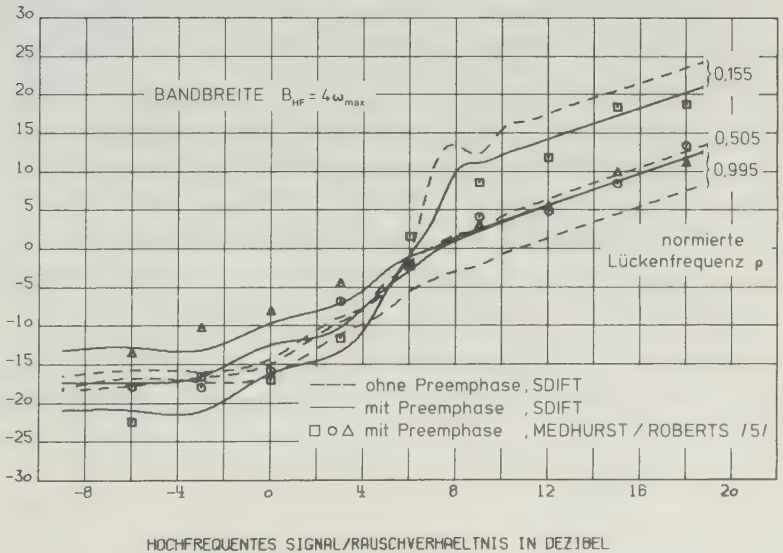
BILD 4-6: EINFLUSS VON RAUSCHSTÖRUNGEN BEI FREQUENZMODULATION
MITTELWERTE AUS 20 SPEKTREN MIT 100 LINIEN

NIEDERFREQUENTES SIGNAL/RAUSCHVERHÄLTNIS IN DEZIBEL



AUSSCHNITT-VERGROESSERUNG

NIEDERFREQUENTES SIGNAL/RAUSCHVERHÄLTNIS IN DEZIBEL



Bandbegrenzung durch das ideale Filter zurückzuführen. Die im Vergleich zum ersten Versuch stärkere Welligkeit der Kurven bei kleinen hochfrequenten Signal/Rauschverhältnissen erklärt sich aus den größeren Amplituden der Linien des Stör-Rauschsignals gegenüber den gleichgebliebenen Amplituden des Nutzsignals. Denn die Störleistung verteilt sich beim ersten Versuch auf ein wesentlich breiteres Frequenzband.

Beim dritten Versuch sind zusätzlich zu den Bausteinen von Versuch 2 genormte 8 dB- Pre- und Deemphase-Netzwerke eingefügt worden. Die Ergebnisse sind als ausgezogene Linien in Bild 4.6 enthalten. Man sieht, daß das vorher schlechte niederfrequente Signal/Rauschverhältnis in der oberen Lücke durch die Vorverzerrung verbessert wird. Dagegen ist das im zweiten Versuch unwirtschaftlich große niederfrequente Signal/Rauschverhältnis in der unteren Lücke kleiner geworden. Insgesamt ergibt sich also durch die Pre- und Deemphase eine gleichmäßigere Geräuschverteilung über das Basisband.

Die Ergebnisse von MEDHURST und ROBERTS /5/ sind aus Rechenzeit-Gründen nur als Mittelwerte aus 4 Basisband-Linienspektren gebildet und streuen dementsprechend stark. Die Ergebnisse beider Rechnungen sind in Bild 4.6 eingetragen und man erkennt insbesondere im Schwellenbereich Abweichungen der Werte von MEDHURST/ROBERTS von den mit SDIFT berechneten Kurven. Trotzdem kann die Übereinstimmung in Anbetracht der wenigen Versuche von MEDHURST/ROBERTS als gut bezeichnet werden.

4.4 Programmierung

Das Simulationsprogramm SDIFT wurde auf der Rechenanlage CD 3300 des Rechenzentrums der Universität Erlangen-Nürnberg unter dem Betriebssystem MASTER entwickelt. Die Programme sind fast ausschließlich in der genormten Programmiersprache ANSI FORTRAN geschrieben. Nur die Grundsoftware für den Plotter und einige Routinen, die den Komfort der Programmbedienung verbessern, sind in der Assemblersprache COMPASS der CD 3300 programmiert. Die Assemblerrouninen sind jedoch besonders kenntlich gemacht, so daß ein Weglassen oder Umprogrammieren dieser maschinenabhängigen Programme leicht ist.

Jeder einzelne Baustein (z.B. der Frequenzmodulator) des Richtfunk-Simulationssystems ist als SUBROUTINE geschrieben, der Parameter sowohl über die Parameterliste als auch über LABELLED COMMON BLOCKS übergeben werden. Um ein Problem mit dem Simulationsprogramm SDIFT zu lösen, muß der Anwender ein FORTRAN-Hauptprogramm schreiben, das die Bausteine in der gewünschten Reihenfolge aufruft und mit Parametern versorgt und eventuell aus den Simulationsergebnissen die Ausgabewerte berechnet. Falls für andere Anwendungen nicht im System enthaltene Bausteine benötigt werden, müssen diese vom Benutzer unter Einhaltung einiger weniger Konventionen geschrieben werden. Das Programm ist also offen für Erweiterungen.

Das Simulationsprogramm verwendet ein im Hauptprogramm enthaltenes Arbeitsfeld, das beim Aufruf jedes Bausteins die zu verarbeitenden Abtastwerte im Zeit- oder Frequenzbereich enthält. Nach Abschluß der Bearbeitung des Bausteins stehen die Ergebnisse als Abtastwerte im Zeit- oder Frequenzbereich in demselben Arbeitsfeld, sie ersetzen also die Eingangswerte.

Für Operationen, die zwei Eingangsfolgen verknüpfen, wird ein Hilfsarbeitsfeld gleicher Größe benötigt.

Die häufig durchzuführende diskrete Fourier-Transformation und ihre Inverse sind durch von BRENNER /34/ übernommene Unterprogramme realisiert, die das Verfahren der schnellen Fourier-Transformation (fast Fourier transform, FFT) /32, 33/ verwenden, wobei die Zahl der zu transformierenden Werte N eine Zweierpotenz sein muß.

Im hier benutzten Spezialfall bildet die diskrete Fourier-Transformation N reelle Werte im Zeitbereich in N komplexe Werte im Frequenzbereich ab. Nach Formel 4.3 ist das Spektrum jedoch symmetrisch, so daß nur $N/2+1$ komplexe oder $N+2$ reelle Werte gespeichert werden müssen, die Frequenzen von 0 bis $(N/2) \cdot \Omega_a$ entsprechen. Obwohl die Imaginärteile der Gleichkomponente und der Komponente bei der Frequenz $(N/2) \cdot \Omega_a$ immer gleich Null sind, werden sie wegen der einfacheren Organisation mitgespeichert. Das von BRENNER entwickelte Transformations-Programm erlaubt die Ausnutzung der durch diese Organisation möglichen Speicherplatz- und Rechenzeit-Einsparungen.

Zur graphischen Ausgabe von Zwischen- oder Endergebnissen sind im Programmsystem zwei Routinen vorhanden. Die eine gibt ein Spektrum auf dem Schnelldrucker aus, die andere erlaubt die Ausgabe von Spektren oder Kurvenzügen auf einem Incremental Plotter, wobei die Maßstäbe entsprechend den zu zeichnenden Koordinaten automatisch gewählt werden. Alle in dieser Arbeit enthaltenen Diagramme wurden mit dieser Routine ausgegeben.

Im Simulationssystem sind alle Bausteine enthalten, die für das Problem der Berechnung der Intermodulationsverzerrungen in frequenzmodulierten Richtfunksystemen benötigt werden. Das Programm ist jedoch flexibel genug, daß es mit geringem Aufwand anderen Problemstellungen angepaßt werden kann.

4.5 Genauigkeit, Speicherbedarf und Rechenzeitaufwand

Die Genauigkeit einer Simulation ist im wesentlichen durch die Rundungsfehler der Gleitkomma-Arithmetik bestimmt. Da die Mantisse der Gleitkommazahlen der Rechenanlage CD 3300 36 Bit oder nicht ganz 11 Dezimalstellen lang ist, beträgt die relative Genauigkeit einer auf dieser Rechenanlage dargestellten Gleitkommazahl $2^{-36} \approx 1,46 \cdot 10^{-11}$. Der in einem Simulationsdurchlauf entstehende Fehler setzt sich aus den Fehlern der einzelnen Gleitkomma-Operationen zusammen, ist also abhängig von ihrer Zahl.

Das in Abschnitt 4.2 im einzelnen beschriebene Simulationsverfahren ist prinzipiell bis auf die Rundungsfehler der Rechenanlage exakt, wenn im konkreten Fall der Simulation eines Richtfunksystems die folgenden schon genannten zwei Bedingungen erfüllt sind:

- Die Einhüllende des Spektrums $F_i(\omega)$ am Ausgang des Modulators muß die Bedingung

$$\begin{aligned} |F_i(\omega)| < \epsilon & \quad \text{für} \quad \omega \leq \omega_T - N/4 \cdot \Omega_a \\ & \quad \text{und} \quad \omega \geq \omega_T + N/4 \cdot \Omega_a \end{aligned} \quad (4.21)$$

erfüllen.

- Am Ausgang des Demodulators muß gelten

$$|S_o(\omega)| < \epsilon \quad \text{für} \quad \omega \geq N/2 \cdot \Omega_a \quad (4.22)$$

Dabei ist ϵ die relative Genauigkeit der Gleitkomma-Zahlendarstellung der verwendeten Rechenanlage. Für die CD 3300 ist also

$$\epsilon = 10^{-11}$$

Die beiden Bedingungen müssen vom Übertragungssystem selbst erfüllt sein, und N muß bei einem durch seine Parameter gegebenen System groß genug gewählt werden.

Wie groß wird nun in der Praxis der Parameter N gewählt? Bezüglich der ersten Bedingung (4.21) kann CARSON's Formel (2.14) näherungsweise als Bandbreite angenommen und ein reichlicher Zuschlag einkalkuliert werden. Eine bessere Abschätzung wird jedoch mit Hilfe von Bild 5.10 in Abschnitt 5.3 erzielt. Für die zweite Bedingung (4.22) gibt es keinen Anhaltspunkt, da sie ja mit den Simulationsergebnissen selbst verknüpft ist. Bei mäßigen Verzerrungen ist jedoch die zweite Bedingung erfüllt, wenn die erste eingehalten wird.

Durch Anwenden des Simulationsprogramms SDIFT selbst ist nach einer überschlägigen Wahl von N eine einfache Kontrolle möglich, ob die beiden Bedingungen eingehalten sind. SDIFT enthält einen Steuerparameter, der die automatische graphische Schnelldrucker-Ausgabe eines während der Simulation auftretenden Spektrums nach Wahl des Programmierers bewirkt. Unter der Voraussetzung, daß das reale Übertragungssystem die beiden Bedingungen (4.21) und (4.22) erfüllt, macht es folgende Eigenschaft der diskreten Fourier-Transformation dem Anwender leicht zu beurteilen, ob die beiden Bedingungen auch im Simulationssystem eingehalten werden: Falls nämlich N zu klein gewählt ist und die zu beurteilende Folge von zeitlichen Abtastwerten höhere Spektralkomponenten als $N/2 \cdot \Omega_a$ enthält, so werden diese bei der Transformation in das Intervall $(0, N/2 \cdot \Omega_a)$ "hineingefaltet" /33/ und bewirken im Spektrum einen Rauschsockel, der im graphischen Ausdruck gut zu erkennen ist. Umgekehrt zeigt sich eine zu große Wahl von N daran, daß in den Randbereichen des Frequenzintervalls $(0, N/2 \cdot \Omega_a)$ alle Spektralampplituden kleiner als ϵ sind.

Den durch die Rundungsfehler der Gleitkomma-Arithmetik verursachten Fehler der Ergebnisse eines Simulationslaufs kann man wie folgt abschätzen: Ein vom Generator erzeugter Datensatz aus N reellen Werten durchläuft bei einer durchschnittlichen

Simulation etwa 10 arithmetische Operationen, wobei insgesamt $10 \cdot N$ Gleitkomma-Operationen anfallen. Zusätzlich muß fünfmal die schnelle Fourier-Transformation durchgeführt werden, was etwa $5 \cdot (2N \cdot \lg N)$ Gleitkomma-Operationen ergibt. Die Zahl der auf die schnelle Fourier-Transformation entfallenden Operationen ist also etwa um einen Faktor $\lg N$ größer als die der übrigen Gleitkomma-Operationen. Da die verwendeten Werte von N meist zwischen 2^7 und 2^{11} liegen, ist die Genauigkeit einer Simulation im wesentlichen durch die Genauigkeit gegeben, mit der die schnelle Fourier-Transformation durchgeführt wird.

Für den hier verwendeten, von BRENNER /34/ programmierten Algorithmus gibt GENTLEMAN /32/ eine obere Schranke für den mittleren relativen Fehler $\bar{E}$ einer schnellen Fourier-Transformation an, der sich aus den Einzelfehlern E_λ der Abtastwerte X_λ zweier aufeinanderfolgender Transformationen

$$X_\lambda + E_\lambda = \text{DFT} \{ \text{IDFT} \{ X_\lambda \} \}$$

wie folgt ergibt:

$$\bar{E} = \frac{1}{2} \sqrt{\sum_{\lambda} E_{\lambda}^2 / \sum_{\lambda} X_{\lambda}^2}$$

In Abhängigkeit von der Länge $N = 2^n$ der Folge X_λ und der Mantissenlänge m in Bit der verwendeten Gleitkomma-Zahlendarstellung wird der Fehler nach /32, 34/

$$\bar{E} = 6 \cdot \sqrt{2} \cdot n \cdot 2^{-m} \quad (4.23)$$

Für die Mantissenlänge von 36 Bit der Rechenanlage CD 3300 beträgt der relative Fehler einer schnellen Fourier-Transformation

$$\begin{aligned} \bar{E} &\approx 12,4 \cdot 10^{-11} \cdot n \\ &\approx (20 \cdot \lg n - 198) \text{ dB} \end{aligned}$$

und wird damit um so größer, je größer n gewählt wird. Es ist

also möglich, in einem konkreten Anwendungsfall den zu erwartenden Simulationsfehler im voraus abzuschätzen. Seine Größe ist wesentlich von einer guten Programmierung abhängig, die unnötige Gleitkomma-Operationen vermeidet.

Die Genauigkeit kann außerdem durch einen Simulationsversuch praktisch überprüft werden: Für den Fall der Simulation eines Richtfunksystems wird ein beliebiges Linienspektrum über ein ideales System nach Bild 4.1 übertragen, in dem alle Filter-Übertragungsfunktionen identisch gleich 1 gesetzt sind. Durch Entnehmen des Abstands des Nutzsignals vom Rauschsockel aus dem auf dem Schnelldrucker ausgegebenen Ausgangsspektrum kann die Größe des Rundungsfehlers unmittelbar bestimmt werden. Versuche ergaben, daß er sich mit Hilfe der Gleichung 4.23 recht gut voraussagen läßt, wenn man berücksichtigt, daß eine Simulation mehrere schnelle Fourier-Transformationen enthält. Aus den Bildern 4.2, 4.5 und 5.1 können ebenfalls Rückschlüsse auf die Genauigkeit der Simulation mit SDIFT gezogen werden, da die Verzerrungen bis 160 dB unter dem Nutzsignal richtig berechnet sind.

Der Speicherbedarf des Simulationsprogramms SDIFT ist infolge der in Abschnitt 4.4 dargestellten Datenorganisation relativ klein. Bei Anwendung auf typische Aufgaben werden auf der Rechenanlage CD 3300 einschließlich einiger Betriebssystem-Verwaltungsroutinen etwa 15000 bis 20000 Worte Kernspeicher von 24 Bit Länge benötigt. Da eine Gleitkommazahl auf dieser Rechenanlage zwei Worte beansprucht, werden für $N = 1024$ nochmals etwa 4000 Worte Arbeitsspeicher gebraucht.

Exakte Angaben über die Rechenzeiten lassen sich auf der Rechenanlage CD 3300 nicht gewinnen, da die Zeitabrechnung des Multiprogramming-Betriebssystems MASTER aus Gründen der Wirtschaftlichkeit relativ grob ist. BRENNER /34/ gibt in der

Programmbeschreibung eine empirische Formel für die Rechenzeiten seiner Transformationsprogramme in Abhängigkeit von der Zahl N der zu transformierenden Werte an:

$$T_{FFT} = 0,55 \cdot N \cdot (185 + 108 \cdot \lg N) \text{ } \mu\text{sec} \quad (4.24)$$

Diese Angabe gilt für die Rechenanlage CD 3300, deren Ausführungszeit für eine Gleitkomma-Multiplikation 16 μsec beträgt. In der folgenden Tabelle ist Formel 4.24 für einige Werte N ausgewertet:

N	256	512	1024	2048
T_{FFT}/sec	0,15	0,33	0,71	1,55

Für den in Abschnitt 4.3.2 beschriebenen Simulationsfall (Verzerrung durch ein einzelnes Echo) wurden die mittleren Ausführungszeiten durch Versuch ermittelt. In Abhängigkeit von N ergeben sich für einen Durchlauf folgende Simulationszeiten:

N	256	512	1024	2048
T_{SIM}/sec	1,5	3,2	6,9	14,8

Diese Werte sind nicht ganz um einen Faktor 10 größer als die Zeiten für eine einzelne schnelle Fourier-Transformation. Etwa die Hälfte des Zeitbedarfs einer Simulation entfällt also auf die fünf Transformationen, die andere Hälfte wird für die Signalerzeugung, die übrigen Simulationsoperationen, die Berechnung und Mittelung der Ergebnisse und für die Programmorganisation gebraucht.

Das Beispiel der Berechnung der Echo-Verzerrungen wurde gewählt, weil ANUFF und LIOU /21/ für dieses Problem die Rechenzeit des Simulationsverfahrens im Zeitbereich auf einer Rechenanlage CD 3300 veröffentlicht haben. Sie beträgt für einen Simulationsdurchlauf $T_{A/L} = 4 \text{ sec}$, während SDIFT bei $N = 1024$

$$T_{SIM} = 6,9 \text{ sec} \approx 1,7 \cdot T_{A/L}$$

benötigt. Für diesen Mehrbedarf an Rechenzeit können folgende

Gründe genannt werden:

- ANUFF und LIOU machen keine Angaben über das verwendete Betriebssystem. Dagegen sind je nach Auslastung der Recheneinrichtung während der Messung in den Ausführungszeiten von SDIFT unter dem Betriebssystem MASTER mehr oder weniger große Verwaltungsanteile enthalten, die nicht getrennt erfaßt werden.
- Das Simulationsbeispiel der Berechnung der durch ein einzelnes Echo verursachten Intermodulationsverzerrungen ist für das von ANUFF und LIOU verwendete Verfahren (siehe /21/ und Abschnitt 3.2.4) besonders geeignet, da sich das Ausgangsspektrum in teilweise geschlossenen Formeln angeben läßt. Für andere Probleme wird zusätzlicher Approximationsaufwand nötig. Dagegen ist das Simulationsprogramm SDIFT für Probleme der Nachrichtenübertragung allgemein anwendbar.
- Das Simulationsprogramm wurde von ANUFF und LIOU speziell für den behandelten Simulationsfall geschrieben. Das hier beschriebene Simulationsprogramm ist dagegen aus Gründen der Flexibilität und Erweiterbarkeit in Einzelbausteine aufgeteilt, was einen Mehraufwand an Rechenzeit bedeutet.

4.6 Abschließende Bemerkungen

In diesem Kapitel wurde ein neues Simulationsverfahren vorgestellt, das durch konsequente Anwendung der diskreten Fourier-Transformation wesentliche Verbesserungen gegenüber bekannten Verfahren aufweist. Der Algorithmus wurde am Beispiel der Berechnung der Intermodulationsverzerrungen in frequenzmodulierten Richtfunksystemen beschrieben. Falls die beiden Bedingungen der Periodizität und der (näherungsweisen) spektralen Begrenzung der Signale erfüllt werden können, eignet sich das geschilderte Verfahren auch zur Simulation anderer Übertragungssysteme, die analoge oder digitale Nachrichten übertragen oder andere Modulationsverfahren anwenden.

Die Vor- und Nachteile einer Simulation mit SDIFT gegenüber anderen Verfahren lassen sich wie folgt zusammenfassen:

Nachteile:

- Das Simulationsprogramm SDIFT benötigt mehr Rechenzeit als analytische Verfahren.
- Die Simulation von nichtlinearen Elementen wie Amplitudenbegrenzern oder Gleichrichtern, deren Ausgangsspektren einen breiten Frequenzbereich beanspruchen, erfordert einen gegenüber anderen Operationen größeren Speicher- und Rechenzeitaufwand.
- Da zur Berechnung der Fourier-Transformierten die gesamte Zeitfunktion benötigt wird, können Systeme, die Rückkopplungen enthalten, nicht simuliert werden /36/.

Dem stehen folgende Vorteile gegenüber:

- Das Simulationsverfahren SDIFT ist auf viele Probleme der Nachrichtenübertragung anwendbar und bietet nicht nur eine Lösung für die hier beispielhaft behandelte Aufgabe der Berechnung der Intermodulationsverzerrungen in Richtfunksystemen.
- Insbesondere ist das Verfahren bei der Simulation frequenzmodulierter Systeme nicht auf kleine Hube beschränkt.
- Das Verfahren läßt sich mit geringem analytischem Aufwand programmieren, so daß die Ergebnisse schnell vorliegen.
- Das Verfahren verursacht über die Rundungsfehler der Recheneinrichtung hinaus keine zusätzlichen Fehler.
- Eine Simulation nahezu beliebiger Störquellen ist möglich.
- Nichtideale Bausteine können in die Simulation einbezogen werden.
- Speicherplatzbedarf und Rechenzeitbedarf sind klein genug, daß eine Verwendung des Simulationssystems in einem Optimierungszyklus möglich ist.

Dieser letzte Punkt wird in den Anwendungsfällen des nächsten Kapitels ausgenutzt.

5. Anwendungen

Es werden die Ergebnisse von vier praktischen Simulationsbeispielen dargestellt, die die Leistungsfähigkeit des in Kapitel 4 beschriebenen Simulationsverfahrens SDIFT zeigen.

5.1 Ideale Bandbegrenzung eines sinusförmig frequenzmodulierten Signals

KÖPFMÜLLER hat in /2/ eine Lösung für das Problem angegeben, wie groß der kubische Klirrfaktor des Empfangssignals wird, wenn bei der Übertragung eines mit einer Sinusschwingung der Frequenz ω frequenzmodulierten Trägers alle Seitenbandschwingungen von höherer Ordnung als λ unterdrückt werden. Das modulierte Signal wird also durch einen symmetrischen idealen Bandpaß der Bandbreite $2\lambda\omega$ und der konstanten Phase Null begrenzt. Wegen der Filtersymmetrie ist der quadratische Klirrfaktor gleich Null. Für den kubischen Klirrfaktor ergibt sich unter der Annahme kleiner Verzerrungen der Ausdruck

$$k_3 = \frac{6}{\eta} \{J_{\lambda-2}(\eta) \cdot J_{\lambda+1}(\eta) + J_{\lambda-1}(\eta) \cdot J_{\lambda+2}(\eta) + J_{\lambda}(\eta) \cdot J_{\lambda+3}(\eta)\} \quad (5.1)$$

mit $\eta = \frac{2\pi \cdot \Delta f}{\omega}$ Modulationsindex

und J_i gewöhnliche Besselfunktion i -ter Ordnung

Für die Parameterwerte $\lambda=2$, $\lambda=5$, $\lambda=10$ und $\lambda=20$ sind in Bild 5.1 die Klirrdämpfungen

$$a_k = \ln(1/k), \quad [a_k] = \text{Neper}$$

über dem Modulationsindex η aufgetragen. Für jeden λ -Wert sind der kubischen Klirrdämpfung nach Gleichung 5.1 (berechnete Punkte durch Kreuze markiert) die durch Simulation mit SDIFT bestimmten Werte der kubischen (Pluszeichen) und der gesamten Klirrdämpfung (Kreise) gegenübergestellt.

BILD 5.1: BANDBEGRENZUNG EINES SINUSFÖRMIG FREQUENZMODULIERTEN SIGNALS

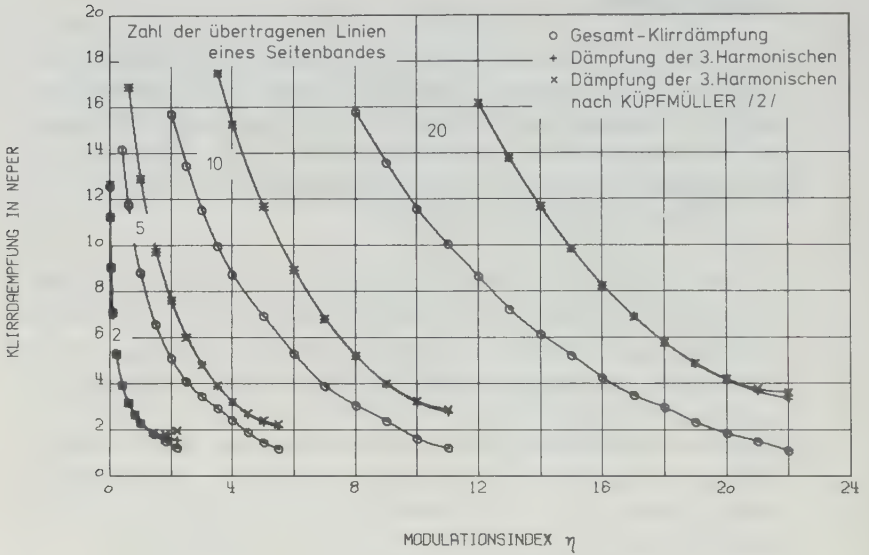
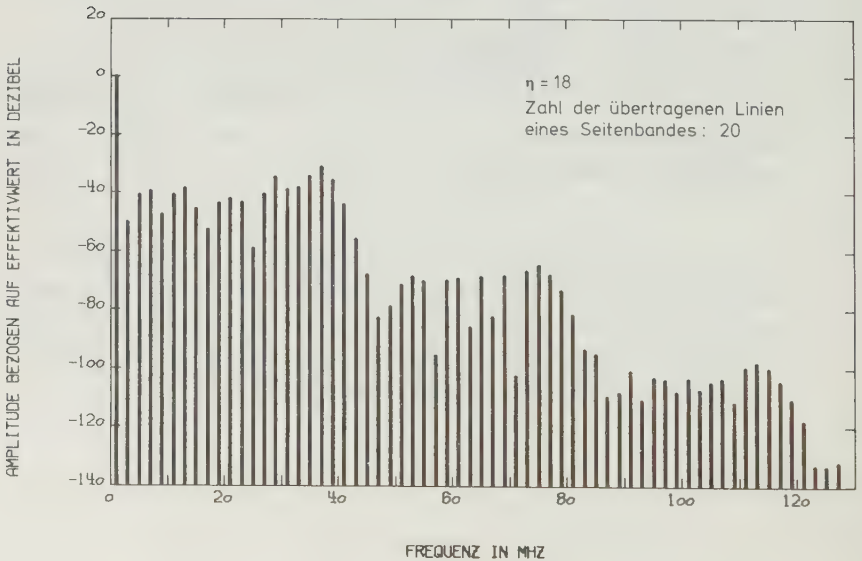


BILD 5.2: MODULATIONSSPEKTRUM ZU BILD 5.1



Man sieht, daß die Simulationsergebnisse für die kubischen Verzerrungen nahezu identisch mit den Werten nach Formel 5.1 sind. Nur bei sehr großen Verzerrungen durch starke Bandbegrenzung, für die Gleichung 5.1 nicht gilt, treten geringe Abweichungen auf.

Daneben erkennt man, daß die Annahme, die kubischen Verzerrungen stellten den wesentlichen Teil der Gesamtverzerrungen dar, nur für Modulationsindizes $\eta \ll 1$ zutrifft. Bild 5.2 zeigt am Beispiel eines Amplitudenspektrums am Ausgang des Demodulators für den Fall $\eta = 18$ und $\lambda = 20$, daß die höheren Harmonischen wesentlich größere Amplituden haben können als die dritte Harmonische.

5.2 Simulation eines FM300-Richtfunksystems

Das Simulationssystem hat den in Bild 4.1 dargestellten Aufbau, ein Störsignal ist jedoch nicht vorhanden. Die Simulationsparameter sind so gewählt, daß das Modellsystem dem frequenzmodulierten Richtfunksystem FM300 entspricht, dessen modulierendes Signal aus 300 im Frequenzmultiplex zusammengefaßten Telefonsignalen besteht (siehe Tabelle 2.1). Das Spektrum dieses Multiplexsignals wird nach Abschnitt 2.1.4 durch einen Satz von 32 Linienspektren mit zufällig gewählten Phasenwinkeln simuliert. Die 29 Linien jedes Spektrums liegen bei den Kreisfrequenzen $v\Omega_a$, $v = 1(1)32$, wobei die Amplituden bei den Frequenzen

$2 \Omega_a$	entsprechend $\rho = 0,062$
$19 \Omega_a$	entsprechend $\rho = 0,594$
$31 \Omega_a$	entsprechend $\rho = 0,969$

zur Berechnung der Intermodulationsverzerrungen gleich Null gesetzt sind. Der durch das mit Lücken versehene modulierende Signal erzeugte Summenhub ist gleich dem vom CCITT empfohlenen Wert von $2\pi \cdot \Delta F_{\text{eff}} / \omega_{\text{max}} = 0,475$. Das Spektrum des aus 32 Einzelspektren gemittelten modulierten Signals ist in Bild 5.4 dargestellt.

Der Übertragungskanal ist gegeben durch die Übertragungsfunktion des Zwischenfrequenz-Filters des Empfängers

$$H(\omega) = c \frac{\left(j\frac{\omega}{\omega_T}\right)^5 \prod_{\mu=1}^2 \left(j\frac{\omega}{\omega_T} - s_{0\mu}\right)}{\prod_{\nu=1}^{12} \left(j\frac{\omega}{\omega_T} - s_{\infty\nu}\right)} \quad (5.2)$$

mit $\omega_T = 2\pi \cdot 70 \text{ MHz}$
 $c = 7,776 \cdot 10^4$

$s_{01} = s_{02}^* =$	$j \cdot 2,202 \ 815 \ 871$
$s_{\infty 1} = s_{\infty 2} =$	$-0,080 \ 000 \ 000 \ 00$
$s_{\infty 3} = s_{\infty 4}^* =$	$-0,016 \ 326 \ 396 \ 49 + j \cdot 0,919 \ 675 \ 455$
$s_{\infty 5} = s_{\infty 6}^* =$	$-0,016 \ 325 \ 053 \ 29 + j \cdot 1,080 \ 320 \ 961$
$s_{\infty 7} = s_{\infty 8}^* =$	$-0,042 \ 898 \ 414 \ 05 + j \cdot 0,950 \ 248 \ 299$
$s_{\infty 9} = s_{\infty 10}^* =$	$-0,053 \ 131 \ 090 \ 45 + j \cdot 1,000 \ 011 \ 777$
$s_{\infty 11} = s_{\infty 12}^* =$	$-0,042 \ 884 \ 124 \ 92 + j \cdot 1,049 \ 755 \ 886$

Die Lage der Pole und Nullstellen ist in Bild 5.3 in der s-Ebene dargestellt, der Verlauf von Dämpfung und Gruppenlaufzeit ist in Bild 5.5 sowie gestrichelt in den Bildern 5.7 und 5.8 enthalten. Als Vorverzerrungs-Netzwerk wird ein genormtes 8 dB-Preemphasenglied verwendet, dessen Übertragungsfunktion in Gleichung 2.16 angegeben und dessen Dämpfungsverlauf in Bild 2.5 gezeigt ist.

Die in Abschnitt 4.5 genannten Bedingungen einer spektralen Begrenzung der bei der Simulation auftretenden Spektren ist erfüllt, wenn die Zahl der bei der diskreten Fourier-Transformation verwendeten Abtastpunkte $N = 2^{10} = 1024$ gewählt wird. Das entspricht einem Spektralbereich von 49,2 bis 90,8 MHz.

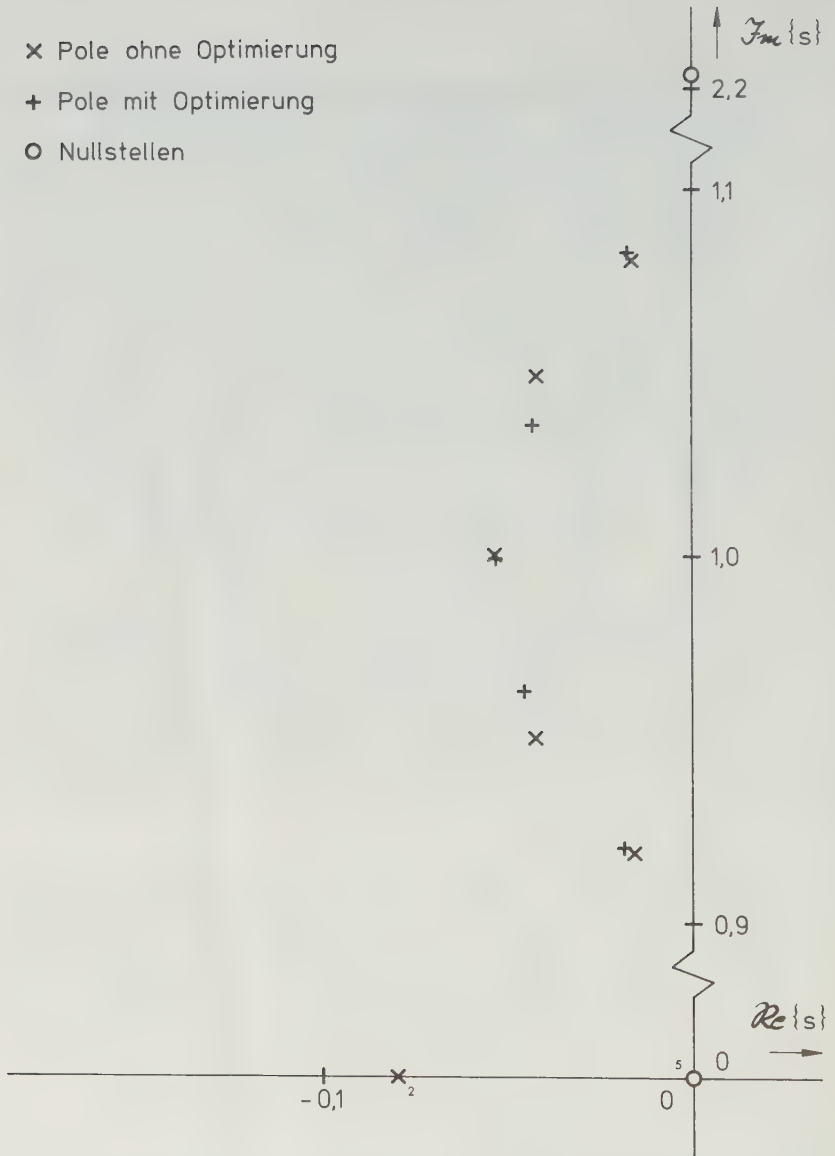


Bild 5.3 : Pole und Nullstellen eines FM 300-Zwischenfrequenz-Filters, dargestellt in der s-Ebene.

BILD 5.4: FM₃₀₀-SPEKTRUM GEMITTELT AUS 32 SIMULATIONSDURCHLAUFEN

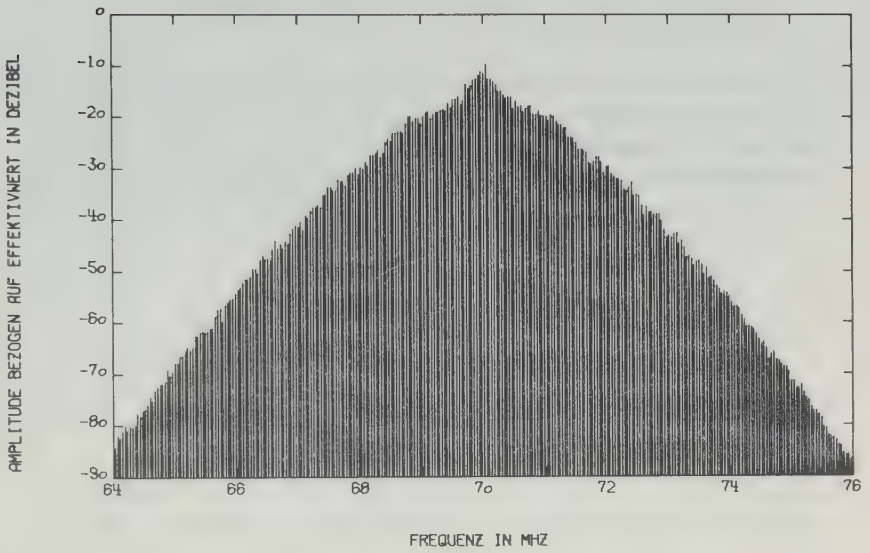
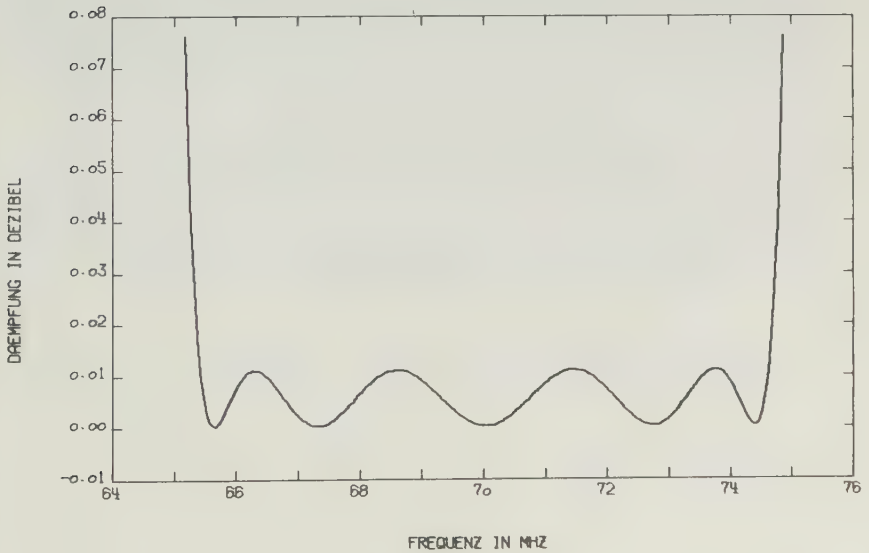


BILD 5.5: DAEMPFUNGSVERLAUF DES ORIGINALFILTERS



5.2.1 Aufgabenstellung

Es soll versucht werden, das gegebene Zwischenfrequenz-Filter unter Beibehaltung seiner Bandbreite zu optimieren, wobei als Maß für die Güte des Filters die am Ausgang des Übertragungssystems auftretenden Intermodulationsverzerrungen dienen. Die zu minimierende Zielfunktion ζ lautet damit

$$\zeta = \sum_{\lambda} d_{\lambda}^2 \quad \text{mit} \quad d_{\lambda} = \frac{|s_{o\lambda}|}{|s_i|} \quad (5.3)$$

mit $s_{o\lambda}$	Verzerrungsamplitude in der Lücke λ des Empfangs-Basisbandes
s_i	Amplitude der Linien des gesendeten Basisbandes

Zur Suche des Minimalwertes der Zielfunktion in Abhängigkeit von den zu optimierenden Filterparametern wurden zwei Optimierungsverfahren von POWELL /42, 43/ verwendet, die ohne die unbekannten Werte der Ableitungen nach den freien Parametern als Eingabe-Parameter auskommen. Ein Vergleich beider Programme ergab bei Verwendung gleicher Anfangswerte, daß bei für das betreffende Verfahren geeigneter Wahl der Schrittweiten und der Normierungsfaktoren beide Algorithmen das Minimum in nahezu gleicher Zeit bestimmen.

Die Wahl der Lückenfrequenzen hat nur geringen Einfluß auf die Optimierungsergebnisse. Damit jedoch das Geräusch in allen Kanälen des Multiplexsignals etwa gleich groß wird, sollte man die Lücken über den gesamten Frequenzbereich verteilen.

5.2.2 Laufzeit-Entzerrung durch Allpässe

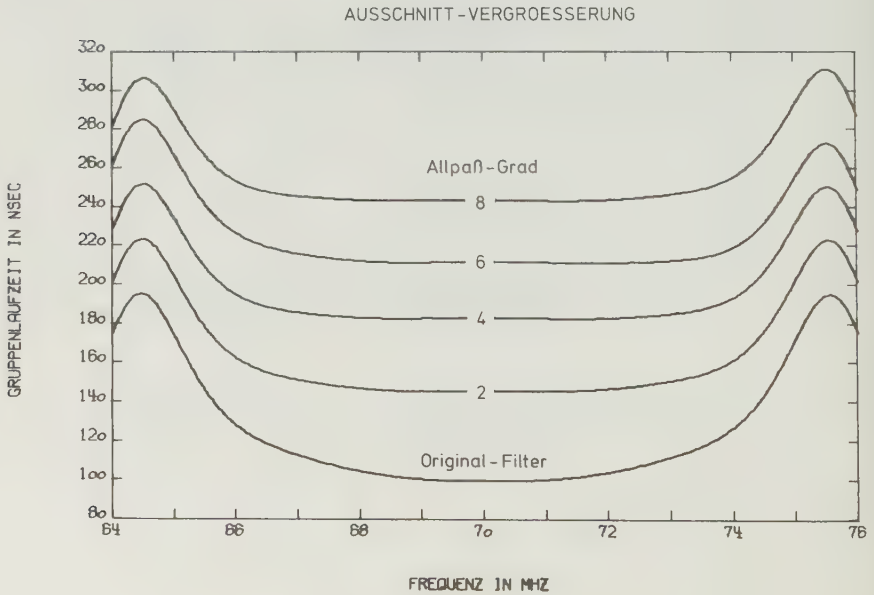
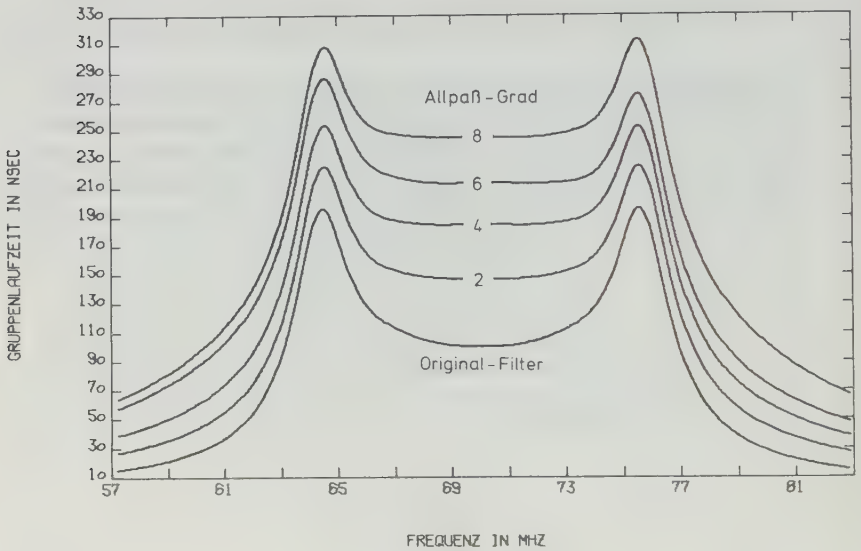
Da frequenzmodulierte Signale gegen Laufzeit-Verzerrungen wesentlich empfindlicher als gegen Amplituden-Verzerrungen sind [2], liegt es nahe, durch einen Laufzeitausgleich mittels vor dem Demodulator eingefügter Allpässe die Intermodulationsverzerrungen des Übertragungssystems bis auf den durch den Dämpfungsverlauf des gegebenen Zwischenfrequenz-Filters hervorgerufenen Anteil zu verringern. Es wurden nacheinander vier Allpässe mit Übertragungsfunktionen 2., 4., 6. bzw. 8. Grades zum Laufzeitausgleich in das Übertragungssystem eingefügt und deren 2, 4, 6 bzw. 8 unabhängige Koeffizienten durch Optimierung berechnet. Dabei ergaben sich folgende Allpaß-Übertragungsfunktionen

$$H_A(\omega) = \prod_{\mu} \frac{(j\frac{\omega}{\omega_T} - s_{o\mu})}{(j\frac{\omega}{\omega_T} - s_{\infty\mu})}$$

Grad des Allpasses	μ	$s_{\infty\mu} = s_{\infty, \mu+1}^* = -s_{o\mu} = -s_{o, \mu+1}^*$
2	1	-0,094 000 000 00 + j•1,000 000 000
	3	-0,101 749 593 70 + j•1,017 584 783
4	1	-0,109 698 777 00 + j•0,977 349 585
	3	-0,113 468 647 10 + j•1,025 842 945
6	1	-0,095 863 917 70 + j•1,010 671 611
	5	-0,107 119 476 80 + j•0,918 593 862
8	1	-0,097 181 094 83 + j•1,077 150 448
	3	-0,115 192 681 20 + j•1,001 684 827
	5	-0,101 895 866 80 + j•0,994 168 870
	7	-0,107 677 735 70 + j•0,934 446 338

Die daraus berechneten Laufzeitkurven sind zusammen mit denen des Original-Zwischenfrequenz-Filters in Bild 5.6 dargestellt.

BILD 5.6 : ENTZERRUNG EINES FM300-ZWISCHENFREQUENZ-FILTERS DURCH ALLPAESSE



Die folgende Tabelle enthält eine Zusammenstellung der nach Gleichung 5.3 berechneten Werte $20 \cdot \lg d_{\lambda}$ der Intermodulationsverzerrungen in dB:

Lücken- frequenz kHz	Original- filter	Betrag des Original- filters	Originalfilter mit Allpaß vom Grad			
			2	4	6	8
80	-75,6	-104,7	-93,2	-87,5	-86,5	-87,1
770	-62,2	-79,9	-74,8	-77,9	-77,3	-78,5
1260	-61,2	-77,4	-71,0	-77,5	-76,6	-77,5

Es zeigt sich, daß die Verzerrungen des Originalfilters durch einen Laufzeitausgleich um etwa 16 dB verkleinert werden können. Außerdem folgt aus dem Vergleich mit einem nicht realisierbaren Filter, das dieselbe Betragscharakteristik wie das Originalfilter und konstante Gruppenlaufzeit besitzt, daß mit Allpässen von höherem als vierten Grad keine weiteren Verbesserungen mehr erreicht werden, da praktisch alle Verzerrungen durch den Dämpfungsverlauf hervorgerufen werden, der durch die Selektionsforderungen gegeben ist. Weiterhin zeigt sich, daß die Verzerrungswerte mit wachsendem Allpaß-Grad nicht monoton fallen. Dieses Ergebnis ist wahrscheinlich eine Folge des verwendeten statistischen Simulationsverfahrens, bei dem nur über eine endliche Zahl von Durchläufen gemittelt wurde.

5.2.3 Optimierung eines Zwischenfrequenz-Filters

Während für eine Verbesserung vorhandener Übertragungssysteme ein Laufzeitausgleich durch Allpässe geeignet erscheint, können die Parameter des Zwischenfrequenz-Filters bei Neuentwicklungen ohne den Mehraufwand der Allpässe mit Hilfe des in dieser Arbeit vorgestellten Simulationsverfahrens SDIFT optimal berechnet werden.

Um vergleichbare Ergebnisse zu erhalten, geht dieses Optimierungsbeispiel von dem schon im letzten Abschnitt verwendeten FM300-Zwischenfrequenz-Filter aus (Formel 5.2). Alle Nullstellen wurden festgehalten, damit sich die Dämpfung des Filters im Sperrbereich bei der Optimierung nicht wesentlich ändert. Die Pole $s_{\infty 1} = s_{\infty 2}$ blieben unverändert, da ihr Einfluß auf den Durchlaßbereich gering ist. Die Lage der Pole $s_{\infty 3}$ bis $s_{\infty 12}$, also zehn unabhängige Koeffizienten, wurden durch SDIFT wie folgt bestimmt:

$$\begin{aligned} s_{\infty 3} &= s_{\infty 4}^* = -0,018\ 376\ 184\ 68 + j \cdot 0,920\ 343\ 599 \\ s_{\infty 5} &= s_{\infty 6}^* = -0,017\ 987\ 166\ 36 + j \cdot 1,083\ 772\ 099 \\ s_{\infty 7} &= s_{\infty 8}^* = -0,045\ 242\ 403\ 57 + j \cdot 0,963\ 824\ 360 \\ s_{\infty 9} &= s_{\infty 10}^* = -0,053\ 731\ 970\ 63 + j \cdot 0,999\ 196\ 605 \\ s_{\infty 11} &= s_{\infty 12}^* = -0,043\ 737\ 857\ 67 + j \cdot 1,036\ 617\ 428 \end{aligned}$$

Dämpfung und Laufzeit des optimierten und des Original-Filters sind in den Bildern 5.7 und 5.8 einander gegenübergestellt. Wie aus der Systemtheorie zu erwarten, ist die Gruppenlaufzeit des optimierten Filters im Durchlaßbereich fast konstant. Dagegen ist der Tschebyscheff-Dämpfungsverlauf im Durchlaßbereich des Original-Filters verlorengegangen.

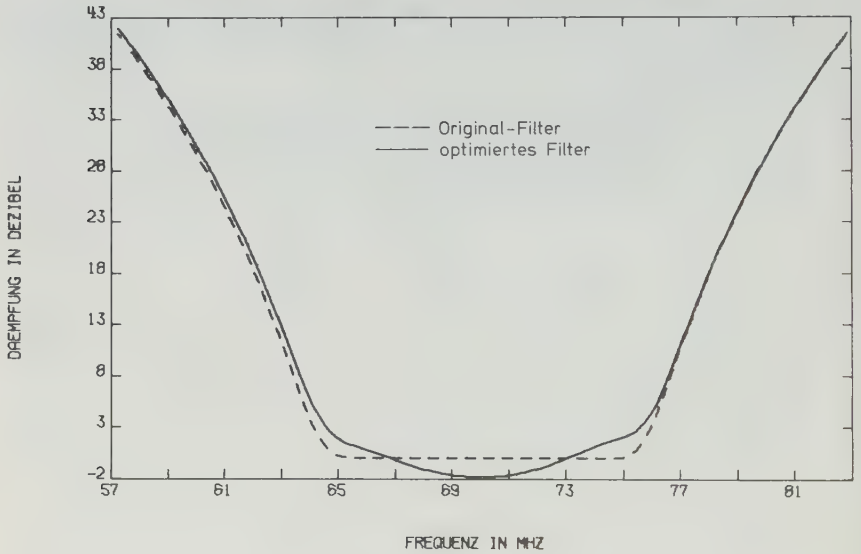
Die Intermodulationsverzerrungen des optimierten Übertragungssystems sind in der folgenden Tabelle denen des Originalsystems gegenübergestellt:

Lücken- frequenz kHz	Original- filter dB	optimiertes Filter dB
80	-75,6	-83,5
770	-62,2	-70,1
1260	-61,2	-67,3

Man sieht, daß die erzielte Verbesserung von etwa 6 dB geringer ist als die durch Laufzeitausgleich erreichten Werte von 16 dB, die jedoch durch zusätzlichen Schaltungsaufwand erkaufte worden sind (vgl. Abschnitt 5.2.2).

Aus den hier vorgestellten Simulationsergebnissen kann man folgern, daß eine möglichst konstante Gruppenlaufzeit in einem vom Hubverhältnis abhängigen Bereich in der Umgebung der Trägerfrequenz anzustreben ist. Ein aus dem Entwurf des Gesamtsystems herausgelöster Filterentwurf müßte also die Forderungen einer konstanten Gruppenlaufzeit im Durchlaßbereich und einer hinreichend großen Sperrdämpfung erfüllen. Es ist jedoch schwierig abzuschätzen, in welchem Abstand von der Trägerfrequenz Gruppenlaufzeit-Verzerrungen noch wesentlichen Einfluß auf die Intermodulationsverzerrungen haben. Deshalb und um die Freiheitsgrade des Systems optimal auszunutzen, ist es sicher günstiger, eine Optimierung der Filterparameter im Gesamtsystem durchzuführen.

BILD 5-7: OPTIMIERUNG EINES FM₃₀₀-ZWISCHENFREQUENZ-FILTERS



AUSSCHNITT - VERGROESSERUNG

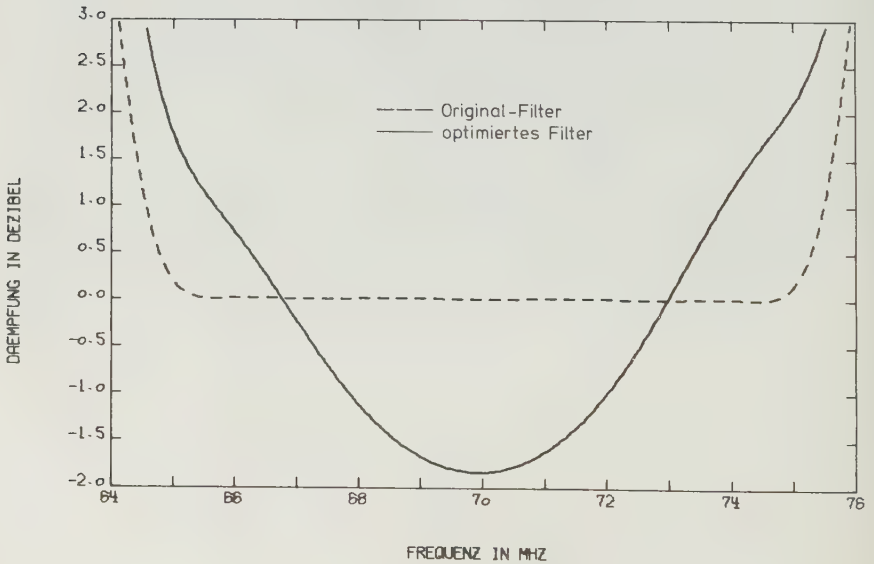
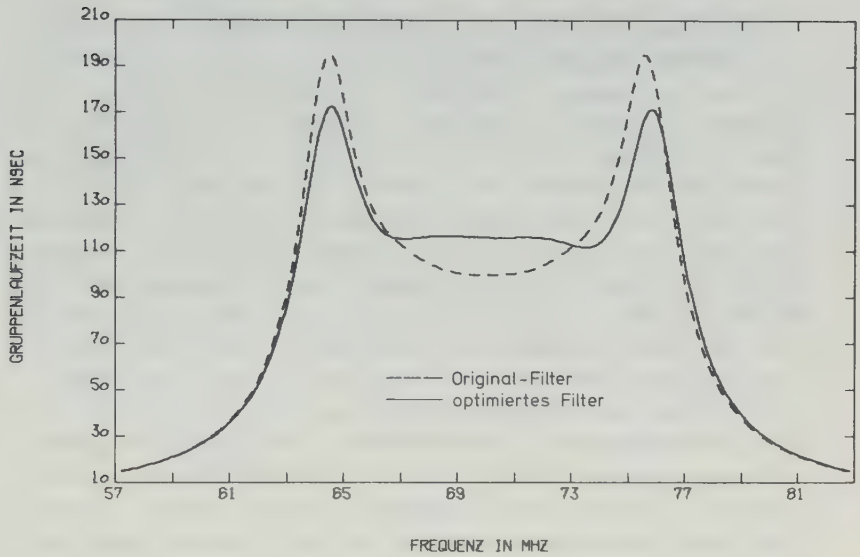
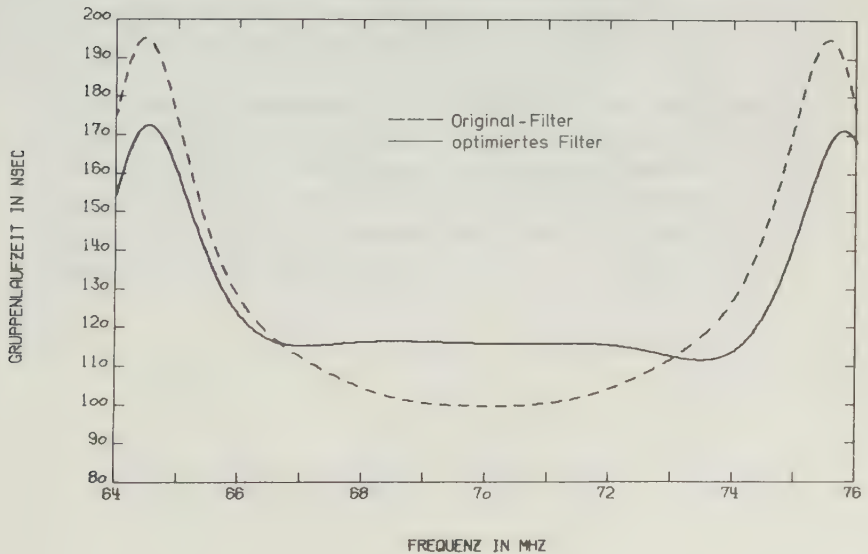


BILD 5.8: OPTIMIERUNG EINES FM300-ZWISCHENFREQUENZ-FILTERS



AUSSCHNITT-VERGROESSERUNG



5.3 Bandbreite-Bedarf eines Frequenzmultiplex- Frequenzmodulationssignals

Üblicherweise geht man bei der Festlegung der Bandbreite eines frequenzmodulierten Signals von der Form der Einhüllenden des Modulationsspektrums aus und legt fest, daß für die Übertragung nur Spektralanteile mit Amplituden wesentlich sind, die größer als ein bestimmter Schwellwert sind. Es handelt sich bei diesem Vorgehen jedoch um ein sekundäres Merkmal, primär ist für die Festlegung der Bandbreite der Grad der durch die spektrale Begrenzung verursachten Intermodulationsverzerrungen wesentlich. Unter Verwendung eines idealen Rechteckfilters als Übertragungskanal und der genormten 8 dB-Preemphase zur Vorverzerrung des Basisbandes wurden mit dem Simulationssystem SDIFT die Intermodulationsverzerrungen bei verschiedenen Summenhuben und verschieden starker spektraler Begrenzung berechnet. Das modulierende Signal besitzt ein Linienspektrum nach Abschnitt 2.1.4 mit Komponenten bei den Kreisfrequenzen $v\Omega_a$, $v = 1(1)32$. Bei den Frequenzen

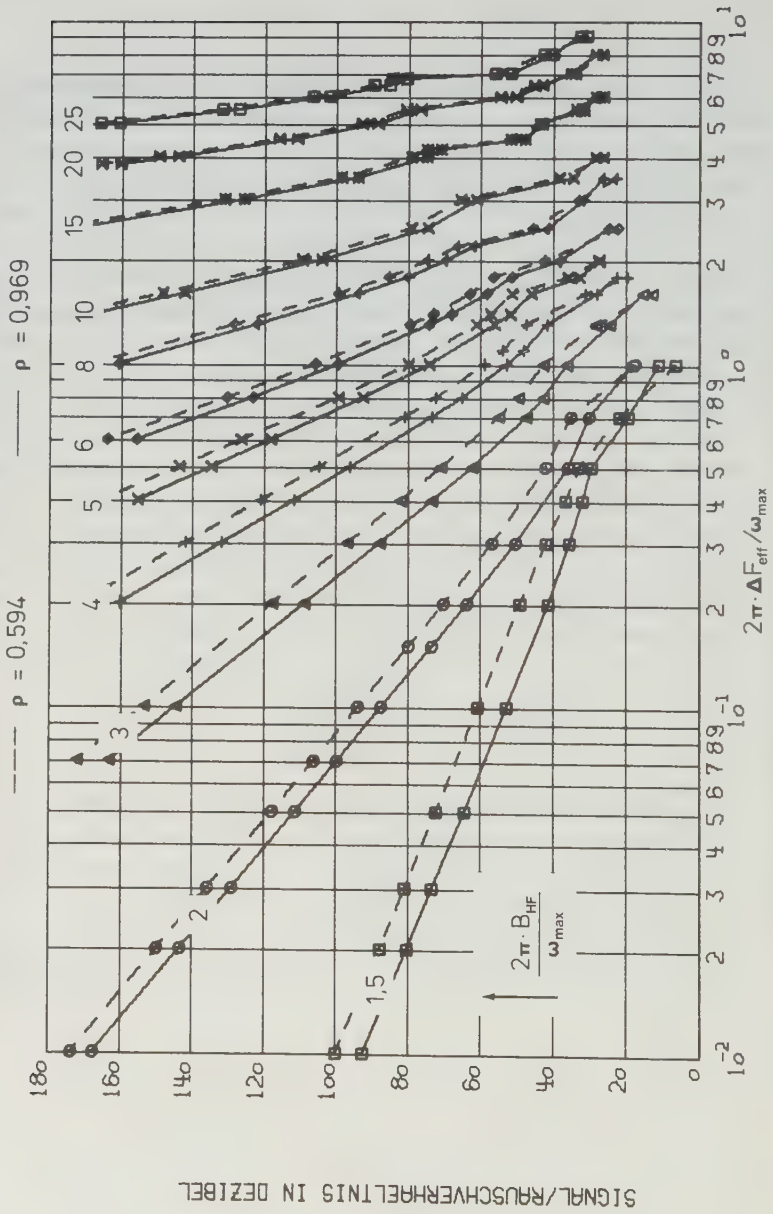
$19 \Omega_a$	entsprechend $\rho = 0,594$
$31 \Omega_a$	entsprechend $\rho = 0,969$

wurden Lücken zur Berechnung der Verzerrungen eingefügt. Das Intermodulationsgeräusch bei jeder Lückenfrequenz wurde aus den Verzerrungswerten von 32 Durchläufen gemittelt und auf die Spektralamplituden des modulierenden Signals bezogen in Bild 5.9 über dem normierten Summenhub $2\pi \cdot \Delta F_{\text{eff}} / \omega_{\text{max}}$ aufgetragen. Parameter ist die normierte Bandbreite $2\pi \cdot B_{\text{HF}} / \omega_{\text{max}}$.

In Bild 5.10 sind die Parametrierung und die Ordinate von Bild 5.9 vertauscht, so daß der Bandbreite-Bedarf bei einer bestimmten geforderten Maximalgröße der Intermodulationsverzerrungen als Funktion des effektiven Summenhubs direkt ablesbar ist.

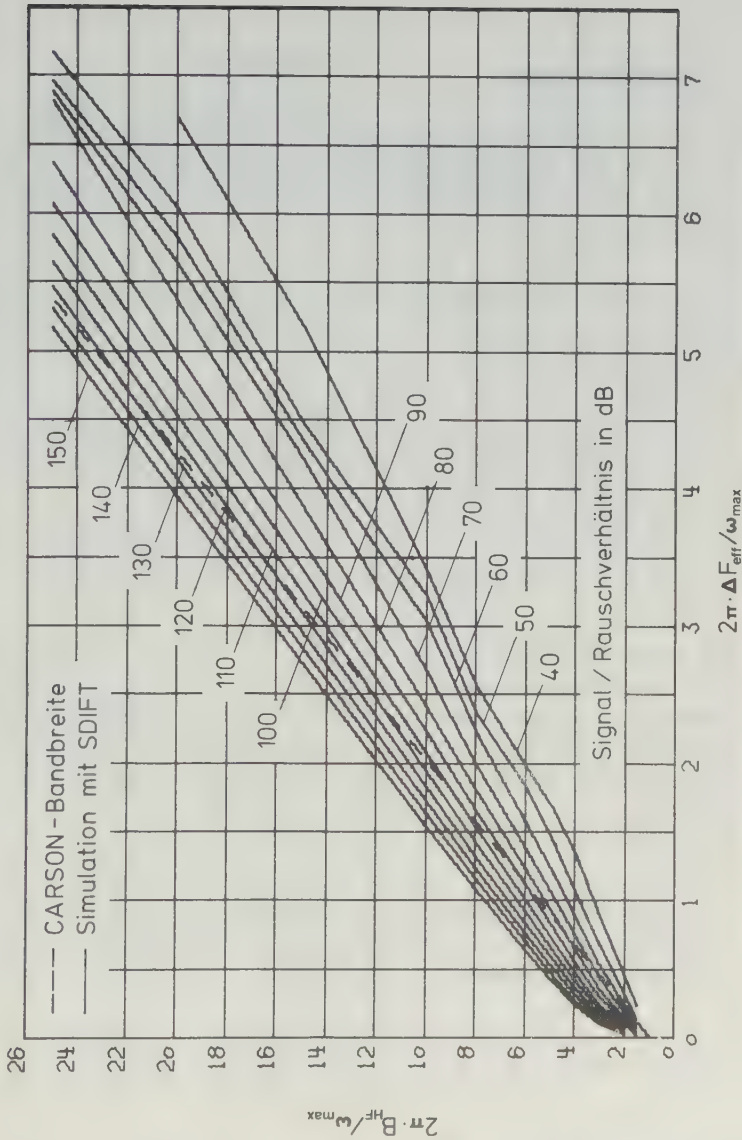
Zusätzlich ist in Bild 5.10 die nach CARSON /14/ (siehe Abschnitt 2.2.2) berechnete Bandbreite gestrichelt eingetragen. Man erkennt, daß die CARSON-Formel 2.14 bei großen Summenhuben zu große Bandbreiten voraussagt.

BILD 5.9: BANDBEGRENZUNG EINES MIT RAUSCHEN FREQUENZMODULIERTEN SIGNALS



EFFEKTIVER SUMMENHUB BEZOGEN AUF DIE OBERSTE BANDSTREIFENFREQUENZ

Bild 5.10: BANDBREITE-BEDARF EINES MIT RAUSCHEN FREQUENZMODULIERTEN SIGNALS



BANDBREITE BEZOGEN AUF DIE HOECHSTE BASISBANDFREQUENZ

EFFECTIVER SUMMENHUB BEZOGEN AUF DIE OBERSTE BASISBANDFREQUENZ

$$2\pi \cdot \Delta F_{eff} / \omega_{max}$$

6. Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wird ein Simulationsverfahren zur Anwendung auf digitalen Rechenanlagen beschrieben, das insbesondere zur Simulation und Optimierung von Nachrichtenübertragungssystemen geeignet ist.

Am Beispiel der Berechnung der Intermodulationsverzerrungen in frequenzmodulierten Richtfunksystemen wird zunächst eine Möglichkeit behandelt, Signale mit statistischen Eigenschaften durch periodische Signale zu simulieren. Nach einem Überblick über die wichtigsten bekannten Lösungsansätze wird das neue Simulationsverfahren vorgestellt. Anschließend wird das Verfahren durch Vergleich der Simulationsergebnisse mit bekannten Gesetzmäßigkeiten der Frequenzmodulation verifiziert und eine Abschätzung der Größe der prinzipiellen und der durch Rundung entstehenden Fehler angegeben.

Die Leistungsfähigkeit des entwickelten Simulationsprogramms wird an vier Beispielen gezeigt. Die Ergebnisse des ersten Beispiels erlauben eine Aussage über den Gültigkeitsbereich einer von KÜPFMÜLLER /2/ angegebenen Formel zur Klirrfaktor-Berechnung in frequenzmodulierten Systemen. Im zweiten und dritten Beispiel wird das Zwischenfrequenz-Filter eines Richtfunksystems optimiert, so daß die Intermodulationsverzerrungen im Empfangssignal minimal werden. Das vierte Beispiel zeigt die Abhängigkeit der von einem frequenzmodulierten Signal benötigten Bandbreite, wenn die maximal zulässigen Intermodulationsverzerrungen gegeben sind.

LITERATUR

- /1/ E. HÖLZLER; D. THIERBACH
Nachrichtenübertragung, Grundlagen und Technik
Springer-Verlag Berlin/Heidelberg/New York 1966

- /2/ K. KÜPFMÖLLER
Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichten-
übertragung, 2. Auflage
Verlag Hirzel Stuttgart 1952

- /3/ B.D. HOLBROOK; J.T. DIXON
Load Rating Theory for Multi-Channel Amplifiers
BSTJ 18 (1939), S. 624-644

- /4/ R.G. MEDHURST
Explicit Form of F.M. Distortion Products with
White-Noise Modulation
Proc. IEE 107C (1960), S. 120-126, 367-369

- /5/ R.G. MEDHURST; J.H. ROBERTS
Evaluation of distortion in f.m. trunk radio systems
by a Monte Carlo method
Proc. IEE 113 (1966), S. 570-580

- /6/ C.L. RUTHROFF
Computation of FM Distortion in Linear Networks
for Bandlimited Periodic Signals
BSTJ 47 (1968), S. 1043-1063

- /7/ J.H. ROBERTS; E. BEDROSIAN; S.O. RICE
FM Distortion: A Comparison of Theory and Measurement
Proc. IEEE 57 (1969), S. 728-732

- /8/ W.R. BENNETT
Distribution of the sum of randomly phased components
Quarterly Appl. Math. 5 (1948), S. 385-393
- /9/ S.O. RICE
Distribution of the extreme values of the sum of
n sine waves phased at random
Quarterly Appl. Math. 12 (1955), S. 375-381
- /10/ G. KRAUS; H. KLUPSCH
Die statistische Verteilung von Augenblickswert
und Amplitude einer Summe von n gleich großen
Wechselspannungen mit inkommensurablen Frequenzen
AEÜ 17 (1963), S. 6-12
- /11/ E.G. WOSCHNI
Frequenzmodulation
VEB Verlag Technik Berlin 1962
- /12/ M. SCHWARTZ
Information Transmission, Modulation and Noise,
Second Edition
McGraw-Hill Book Company 1970
- /13/ JAHNKE; EMDE; LOESCH
Tafeln höherer Funktionen
B.G. Teubner Verlagsgesellschaft Leipzig 1960
- /14/ J.R. CARSON; T.C. FRY
Variable Frequency Electric Circuit Theory with
Application to the Theory of Frequency-Modulation
BSTJ 26 (1937), S. 513-540

- /15/ R.G. MEDHURST
RF bandwidth of frequency-division multiplex
systems using frequency modulation
Proc. IRE 44 (1956), S. 189-199
- /16/ H. KUHN
FM-Spektren bei Modulation mit Vielkanal-
Trägerfrequenzsignalen
AEÜ 24 (1970), S. 91-98
- /17/ R. KAISER
Grundgeräusch-Verteilung in Richtfunksystemen
mit Winkelmodulation
Der Fernmeldeingenieur 14 (1960), Heft 12
und 15 (1961), Heft 2
- /18/ M.L. LIOU
Noise in an FM System Due to an Imperfect Linear
Transducer
BSTJ 45 (1966), S. 1537-1561
- /19/ E. BEDROSIAN; S.O. RICE
Distortion and Crosstalk of Linearly Filtered,
Angle-Modulated Signals
Proc. IEEE 56 (1968), S. 2-13
- /20/ S.O. RICE
Second and Third Order Modulation Terms in the
Distortion Produced when Noise Modulated FM Waves
are Filtered
BSTJ 48 (1969), S. 87-141

- /21/ A. ANUFF; M.L. LIOU
A Time-Domain Approach to Computing Distortion
of Linearly Filtered FM Signals
IEEE Trans. COM-19 (1971), S. 218-221
- /22/ A. ANUFF; M.L. LIOU; P.H. McDONALD
An Approach to Calculating Interchannel Distortion
of Linearly Filtered Angle-Modulated Signals
Using a Hybrid Computer
Proc. IEEE 57 (1969), S. 736-737
- /23/ F.M. JOHANNES
Einseitenbandübertragung bei Frequenzmodulation
Diplomarbeit am Institut für Nachrichtentechnik
der Universität Erlangen-Nürnberg 1968
- /24/ W. SCHÜSSLER
Über die Darstellung von Übertragungsfunktionen und
Netzwerken am Analogrechner
Forschungsbericht des Landes Nordrhein-Westfalen
Nr. 1009, 1961
- /25/ H. RODER
Effects of Tuned Circuits Upon a Frequency
Modulated Signal
Proc. IRE 25 (1937), S. 1617-1647
- /26/ W.F. BODTMANN
unveröffentlichte Arbeit
übernommen aus /6/
- /27/ C.D. BEACH
unveröffentlichte Arbeit
übernommen aus /21/

- /28/ CCIR Documents of the 10th Plenary Assembly,
4, Radio Relay Systems, Space Systems, Radioastronomy,
Recommendations 275, 399, 404
International Telecommunication Union,
Geneva 1963, S. 71-85
- /29/ M.G. CROSBY
Frequency Modulation Noise Characteristics
Proc. IRE 25 (1937), S. 472-514
- /30/ S.O. RICE
Noise in FM Receivers
in M. Rosenblatt (Hrsg.): Proceedings of the
Symposium on Time Series Analysis,
John Wiley and Sons, New York/London 1963, S. 395-422
- /31/ J.W. COOLEY; P.A.W. LEWIS; P.D. WELCH
Application of the Fast Fourier Transform to
Computation of Fourier Integrals, Fourier Series
and Convolution Integrals
IEEE Trans. AU-15 (1967), S. 45-55
- /32/ W.M. GENTLEMAN; G. SANDE
Fast Fourier Transforms - For Fun and Profit
1966 Fall Joint Computer Conference
AFIPS Proc. 29 (1966), S. 563-578
- /33/ D. ACHILLES
Über die diskrete Fourier-Transformation und ihre
Anwendungen auf lineare zeitinvariante Systeme
Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme Nr. 15
hrsg. von W. Schüßler, Erlangen 1972

- /34/ N. BRENNER
Programm FOUR2 für die schnelle Fourier-Transformation
von mehrdimensionalen komplexen oder reellen
Datensätzen
IBM Program Information Department
Nr. 360D-13.4.003
- /35/ W.R. BENNETT; H.E. CURTIS; S.O. RICE
Interchannel Interference in FM and PM systems
under noise loading conditions
BSTJ 34 (1955), S. 601-636
- /36/ I. GORILLE
Digitale Simulation und Optimierung von
Nachrichtensystemen
Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme Nr. 14,
hrsg. von W. Schüßler, Erlangen 1971
- /37/ N.M. BLACHMANN; G.A. McALPINE
The Spectrum of a High-Index Waveform:
Woodward's Theorem Revisited
IEEE Trans COM-17 (1969), S. 201-207
- /38/ D. SLEPIAN
An Expansion for FM Spectra
IEEE Trans. COM-19 (1971), S. 223-225
- /39/ L. LUNDQUIST
Channel Spacing and Necessary Bandwidth in
FDM-FM Systems
BSTJ 50 (1971), S. 869-880

/40/ S.C. PLOTKIN

FM Bandwidth as a Function of Distortion and
Modulation Index

IEEE Trans. COM-15 (1967), S. 467-470

/41/ A. ANUFF; M.L. LIOU

A Note on Necessary Bandwidth in FM Systems

Proc. IEEE 59 (1971), S. 1522-1523

/42/ M.J.D. POWELL

An efficient method for finding the minimum of a
function of several variables without calculating
derivatives

The Computer Journal 7 (1964), S. 155-162

/43/ M.J.D. POWELL

A method for minimizing a sum of squares of non-linear
functions without calculating derivatives

The Computer Journal 7 (1964), S. 303-307

/44/ G. BOSSE; W. WAGNER

Störungen durch Echos bei Vielkanal-Richtfunkstrecken
mit Frequenzmodulation

Frequenz 10 (1956), S. 137-142

/45/ F.M. CLAYTON; J.M. BACON

Intermodulation distortion in f.m. f.d.m. trunk-radio
systems in 2-path fading situations

Proc. IEE 117 (1970), S. 359-368

/46/ O. SHIMBO; C. LOO

Digital Computation of FM Distortion due to
Bandpass Filters

IEEE Trans. COM-17 (1969), S. 571-574

- /47/ G. BOSSE
Die Anforderungen an die Linearität bei Vielkanal-
Richtfunksystemen mit Frequenzmodulation
FTZ 1954, S. 678-682
- /48/ V.K. PRABHU; L.H. ENLOE
Interchannel Interference Considerations in
Angle-Modulated Systems
BSTJ 48 (1969), S. 2333-2358
- /49/ H. AKIMA
Theoretical Studies on Signal-to-Noise Characteristics
of an FM System
IEEE Trans. SET-9 (1963), S. 101-108
- /50/ R.D. SHELTON
Optimum Filters for Narrow-Band Frequency Modulation
Proc. IEEE 60 (1972), S. 127-128
- /51/ G. BOSSE
Die Verzerrung frequenzmodulierter Schwingungen beim
Durchgang durch lineare Netzwerke
Frequenz 12 (1958) Sonderausgabe, S. 6-14
- /52/ R.I. MAGNUSSON
Intermodulation Noise in Linear F.M. Systems
Proc. IEE 109C (1962), S. 32-44
- /53/ E. HÖLZLER
Über die Wirkung von Verzerrungen bei der
Übertragung frequenzmodulierter Schwingungen
ENT 18 (1941), S. 106-117
- /54/ H.B. VOELCKER
Toward a Unified Theory of Modulation
Proc. IEEE 54 (1966), S. 340-353, 735-755

Die wichtigsten verwendeten Symbole

DFT	diskrete Fourier-Transformierte
$\mathcal{F}$	Fourier-Integraltransformierte
$\mathcal{F}^{-1}$	inverse Fourier-Integraltransformierte
FM	Frequenzmodulation
FFT	fast Fourier transform (schnelle Fourier-Transformation)
$\mathcal{H}$	Hilbert-Transformierte
Im	Imaginärteil
IDFT	inverse diskrete Fourier-Transformation
PM	Phasenmodulation
Re	Realteil

a	Dämpfung
a_k	Klirrdämpfung
$a_{S/R}$	Signal/Rauschabstand
A	Spektralamplitude
B_{NF}	Niederfrequenz-Bandbreite
B_{HF}	Hochfrequenz-Bandbreite
B_C	CARSON-Bandbreite
c, d	reelle Koeffizienten
E	absoluter Koeffizientenfehler
$\bar{E}$	mittlerer normierter Koeffizientenfehler
f	moduliertes Signal
F	Amplitudenspektrum von f
Δf	Frequenzhub
Δf_{eff}	effektiver Kanalhub
ΔF_{eff}	effektiver Summenhub
ΔF_S	Spitzenhub
h_o	Impulsantwort
h_{oT}	Tiefpaß-Äquivalent von h_o

H	Übertragungsfunktion
H_T	Tiefpaßfunktion zu H
i	Index für Eingangsgröße (input)
j	imaginäre Einheit
J_v	gewöhnliche Besselfunktion v-ter Ordnung
k	Klirrfaktor
K	Zahl der Sprechkanäle im Basisband
L	Zahl der Spektrallinien des Modellspektrums
m	Mantissenlänge
M	Zahl der gemittelten Simulationsergebnisse
N	Zahl der Abtastwerte der diskreten Fourier-Transformation
o	Index für Ausgangsgröße (output)
p	Leistungsdichte, konventionelle Belastung
P_R	Rauschleistung
P_S	Signalleistung
R	Rauschsignal-Amplitudendichte
s_0	Nullstelle
s_∞	Polstelle
s, s'	modulierende Signale
S, S'	Amplitudenspektren zu s, s'
S_B	Amplitudendichte des äquivalenten Basisbandes
t	Zeit, Verzögerungszeit
T	Periodendauer
T_a	Abtast-Periodendauer
T_{FFT}	Rechenzeit für eine FFT
T_{SIM}	Rechenzeit für einen Simulationsdurchlauf
u	Integrationsvariable
v, v_L	stationäre statistische Prozesse
V	Volumen
w, w_L	Wahrscheinlichkeitsdichte
W, W_L	Wahrscheinlichkeit

x	Zeitfunktion
X	Amplitudenspektrum von x
y	Zeitfunktion
Y	Amplitudenspektrum von y
z	komplexe Größe
α, β	reelle Koeffizienten
δ_0	Dirac-Funktion
ε	relative Genauigkeit einer Gleitkommazahl
η	Phasenhub, Modulationsindex
η_s	Hubverhältnis
$\kappa, \lambda, \mu, \nu$	Indizes
ρ	normierte Frequenz
σ	Schwellwert
τ	Integrationsvariable
φ	Phasenwinkel
Φ	Amplitudenspektrum von
ψ	Zufallsvariable
ω, ω_0	Kreisfrequenz
ω_a	Grund-Kreisfrequenz des Basisband-Modellsignals
ω_g	3 dB-Grenzfrequenz
$\omega_{\min}$	untere Grenzfrequenz des Basisbandes
$\omega_{\max}$	obere Grenzfrequenz des Basisbandes
ω_T	Träger-Kreisfrequenz
Ω_a	Raster-Kreisfrequenz
Ω_N	Nyquist-Kreisfrequenz

LEBENS LAUF

27.10.1942	Geburt in Dresden
1949-1952	Grundschule in Nienburg/Weser
1952-1957	Albert-Schweitzer-Gymnasium in Nienburg/Weser
1957-1962	Rotteck-Gymnasium in Freiburg/Breisgau
1962	Abitur
1962	Industrie-Praktikum bei den Firmen AEG und F. HÜTTINGER, beide in Freiburg/Breisgau
1962-1968	Studium der Elektrotechnik, Fachrichtung Nachrichtentechnik, an der Technischen Universität Karlsruhe
1965 und 1966	Industrie-Praktikum bei der Firma IBM in Böblingen
1968	Studienabschluß als Diplom-Ingenieur
seit 1968	wissenschaftlicher Angestellter am Rechenzentrum der Universität Erlangen-Nürnberg
1971	Eheschließung

F. Johannes

Offsetdruck-Fotodruck

J. Hogi, 8520 Erlangen, Hauptstr. 109 (Nähe Martin-Luther-Platz) Tel. 22990